

**В. И. ДЕНИСЕНКО
С. Ю. МАКАРОВ
А. Т. ПЛАСТУН**

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СОВМЕЩЕННЫХ ВОЗБУДИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ В ФАЗНЫХ КООРДИНАТАХ

Учебное пособие



Министерство образования и науки Российской Федерации

Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров, А. Т. Пластун

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СОВМЕЩЕННЫХ ВОЗБУДИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ В ФАЗНЫХ КООРДИНАТАХ

Учебное пособие

Под общей редакцией доктора технических наук, профессора В. И. Денисенко

Рекомендовано методическим советом
Уральского федерального университета
для студентов вуза, обучающихся
по направлениям подготовки
13.03.02, 13.04.02 — Электроэнергетика и электротехника

Екатеринбург
Издательство Уральского университета
2017

УДК 001.891.573:621.313(075.8)

ББК 31.261в6я73

Д33

Рецензенты: *Кавалеров Б. В.*, д-р техн. наук завкафедрой «Электротехника и электромеханика» Пермского национального исследовательского политехнического университета; *Шулаков Н. В.*, д-р техн. наук, проф., заслуженный работник Высшей школы, лауреат премии Правительства РФ; *Смолин Г. К.*, д-р техн. наук, проф. Российского государственного профессионально-педагогического университета

Денисенко, В. И.

Д33 Математическое моделирование многофункциональных совмещенных возбудительных устройств в фазных координатах : учебное пособие / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров, А. Т. Пластун ; под общ. ред. д-ра техн. наук, проф. В. И. Денисенко. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2017. — 180 с.
ISBN 978-5-7996-2175-9

Рассмотрены основные положения теории математического моделирования в фазных координатах бесщеточных возбудительных устройств (БВУ), в которых использовано нетрадиционное конструктивное, магнитное и электрическое совмещение нескольких электромеханических преобразователей в одной машине.

Рекомендовано студентам магистратуры по программе «Общие вопросы электромеханического преобразования энергии» при изучении дисциплин «Современные проблемы электромеханики», «Системы возбуждения синхронных машин», для научно-исследовательской практики, а также аспирантам по специальности 13.06.01 «Электромеханика и электрические аппараты» для НИР, при подготовке государственной итоговой аттестации и при подготовке диссертаций. Пособие будет полезно специалистам, занимающимся разработкой БВУ синхронных машин.

УДК 001.891.573:621.313(075.8)

ББК 31.261в6я73

ISBN 978-5-7996-2175-9

© Уральский федеральный
университет, 2017

.....

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

.....

АПВ	— асинхронный подвозбудитель;
АРВ	— автоматический регулятор возбуждения;
БСВ	— бесщеточная система возбуждения;
ВУ	— возбудительное устройство;
ВПП	— вращающийся полупроводниковый преобразователь;
ГЭС	— гидроэлектростанция;
ИПВ	— индукторный подвозбудитель;
МДС	— магнитодвижущая сила;
МЗК	— метод зубцовых контуров
МКЭ	— метод конечных элементов
МПЗК	— метод проводимости зубцовых контуров;
МУМС	— метод удельных магнитных сопротивлений;
ОВ	— обмотка возбуждения;
ОВВ	— обмотка возбуждения возбудителя;
ОДТ	— обмотка датчика тока обмотки якоря возбудителя;
ОИП	— обмотка источника питания;
ОПВ	— обмотка подвозбудителя
ОЯ	— обмотка якоря;
ПМ	— постоянные магниты;
ПК	— программный комплекс;
ППНВ	— полупроводниковый преобразователь начального воз- буждения;
СВ	— синхронный возбудитель;
СГ	— синхронный генератор;
СМБВ	— совмещенный многофункциональный бесщеточный возбудитель;
ССВ	— статистическая система возбуждения;
СМ	— синхронная машина;

ЭДС	— электродвижущая сила;
ЭМСЗ	— эквивалентная магнитная схема замещения;
ЯО	— якорная обмотка;
ЯОПВ	— якорная обмотка подвозбудителей;
ЯСДИ	— явнополюсный синхронный двигатель с индукторным возбудителем;
ЯСМ	— явнополюсная синхронная машина.

.....

ПРЕДИСЛОВИЕ

.....

Данное учебное пособие является продолжением издания серии авторских учебных материалов [78, 79], посвященных разработке, проектированию и исследованию нового поколения бесщеточных возбудительных устройств на основе совмещенных многофункциональных бесщеточных возбудителей (СМБВ), разработанных по методу направленного формирования их свойств.

В работе [78] дано описание метода направленного формирования свойств возбудительных устройств, с помощью которого используются нетрадиционные приемы конструктивного, магнитного и электрического совмещения различных электромеханических преобразователей.

В работе [79] на основе выполненных теоретических и экспериментальных исследований отражены все основные вопросы, связанные с развитием теории и методов расчета нетрадиционно совмещенных бесщеточных ВУ, с созданием нового класса совмещенных многофункциональных бесщеточных возбудителей с несимметричными полями возбуждения, работающих не только на основной, но и на высших (3, 5, 7, 9 и первой зубцовой) гармониках поля. Создана теоретическая и методическая основа, разработаны математические модели для выполнения широкого круга исследований, связанных с анализом и синтезом указанных ВУ, выполнением ускоренных предпроектных исследований и расчетов их электромагнитных параметров и эксплуатационных характеристик с целью создания конкурентоспособных с широкими функциональными возможностями, высоконадежных в эксплуатации, полностью автономных, с высоким уровнем автоматизации и качества диагностики состояния возбудительных комплексов при более эффективном использовании материалов.

В предлагаемом учебном пособии приводятся этапы разработки математической модели СМБВ в фазных координатах, основанной на расчете мгновенных значений электрических и магнитных величин. Математическая модель СМБВ в фазных координатах позволяет совместно учесть асимметрию и насыщение магнитной цепи, взаимное перемещение зубчатых сердечников, дискретное распределение обмоток по пазам, взаимное влияние ЭМ, совмещенных в магнитной цепи СМБВ, а также влияние выпрямительной нагрузки на процессы в магнитной цепи.

Разработка математической модели СМБВ в фазных координатах основывается на применении и развитии универсального метода проводимостей зубцовых контуров (МПЗК), разработанного в Московском энергетическом институте В. А. Ивановым-Смоленским и его учениками, а также методов с использованием детализированных схем замещения магнитных цепей [84]. В результате применения этих методов был изменен традиционный подход к расчету магнитных полей электрических машин и созданы модели для одновременного расчета и магнитных полей, и процессов в ВУ в мгновенных значениях без использования индуктивных параметров, пространственных и временных гармоник. При расчете СМБВ, имеющего в своем составе шесть электромеханических преобразователей различного функционального назначения, которые работают на основной, третьей, пятой и зубцовой гармониках результирующего поля, требуется решение полевой задачи в насыщенной многополюсной электрической машине с несимметричной магнитной системой с учетом взаимного влияния совмещенных устройств и при наличии двухсторонней зубчатости магнитной системы. Для решения этой задачи в пособии применен метод удельных магнитных сопротивлений (МУМС), разработанный авторами на основе теории цепей, с учетом двухсторонней зубчатости при аппроксимации точного решения физической картины поля для односторонней зубчатости. Возможность такого подхода высказал А. И. Вольдек.

По сравнению с МКЭ модель по МУМС позволяет в сотни раз быстрее проводить необходимые расчеты магнитного поля в области воздушного зазора СМБВ при сохранении точности вычислений на уровне инженерных методик. Модель рассчитывает поля в зоне любой протяженности независимо от взаимного положения противоположащих зубчатых сердечников и характера распределения пазов.

.....

Математическая модель СМБВ в фазных координатах существенно расширяет возможности выполнения предпроектных исследований при разработке различных модификаций ВУ для синхронных машин различного назначения. Она позволяет выполнять исследования влияния несимметричных режимов работы СМБВ при выходе из строя диодов вращающегося выпрямителя, определять статические характеристики ВУ с учетом технологических отклонений зазоров под полюсами и разброса параметров постоянных магнитов в полюсах комбинированного возбуждения, а также оценивать структуру обмотки датчика тока ротора с точки зрения точности измерения тока и диагностики повреждений вращающегося выпрямителя и т. п. Данная математическая модель может стать основой разработки математических моделей для расчетов переходных режимов возбудительного устройства в мгновенных значениях с одновременным расчетом магнитного поля в области воздушного зазора.

В основу пособия положена некоторая часть результатов НИР, выполненных в УГТУ—УПИ (ныне УрФУ имени первого Президента РФ Б. Н. Ельцина) в научно-исследовательской лаборатории электромеханики кафедры электрических машин как по заказам предприятий, так и в рамках научно-технических программ и госбюджетных тем. Адекватность разработанной модели подтверждена экспериментальной оценкой расчетов как в интегральных, так и в мгновенных значениях величин на испытательном стенде в ОАО «Уралэлектротяжмаш» [2].

Данная работа будет полезна не только магистрантам и аспирантам Уральского федерального университета, но и работникам предприятий, выпускающих турбогенераторы и гидрогенераторы малых и средних мощностей, маневренные дизель-генераторные и газотурбинные установки с бесщеточными возбудительными устройствами различной структуры.

Во введении приведены примеры промышленного освоения и сферы применения возбудителей типа СМБВ, выполнено технико-экономическое сравнение СМБВ с другими возбудительными устройствами, рассмотрены конструктивные особенности, принцип работы нового возбудительного устройства и его функциональных элементов.

Проведен анализ существующих математических моделей СМБВ и сформулированы требования к создаваемой модели для расчета устройства в мгновенных значениях, определены допущения, кото-

рые целесообразно снять для повышения точности расчетов и расширения исследовательских возможностей модели.

В первой главе проанализированы подходы к формированию системы уравнений модели для мгновенных значений величин и методы расчета установившегося периодического процесса. Сделан выбор наиболее рациональных подходов и методов расчета.

Во второй главе показаны основные этапы разработки математической модели СМБВ в фазных координатах на основе методов зубцовых контуров и детализированных схем замещения. Разработанная математическая модель базируется на расчете мгновенных значений электрических и магнитных величин. Модель позволяет совместно учесть асимметрию и насыщение магнитной цепи, взаимное перемещение зубчатых сердечников, дискретное распределение обмоток по пазам, взаимное влияние ЭМ, совмещенных в магнитной цепи СМБВ, а также влияние выпрямительной нагрузки на процессы в магнитной цепи. Приведено описание разработанного метода совместного решения уравнений магнитной и электрической цепи СМБВ, допускающего наличие безындуктивных контуров в электрической цепи, а также упрощенного метода расчета проводимостей взаимоиндукции между зубцовыми контурами на основе метода удельных магнитных сопротивлений.

В третьей главе описан программный комплекс (ПК), реализующий разработанную модель и состоящий из блока подготовки данных, содержащего процедуры формирования матричных коэффициентов уравнений. Разработанный ПК позволяет значительно сократить объем рутинных операций при математическом описании схемы замещения магнитной цепи и блока решения, содержащего процедуры численного интегрирования и расчета установившегося режима на основе быстродействующего алгоритма решения частных нелинейных задач для метода решения систем нелинейных алгебраических уравнений.

В четвертой главе выполнена оценка разработанной математической модели на основе экспериментальных исследований установившихся режимов СМБВ. С помощью разработанного программного комплекса выполнены расчеты характеристик СМБВ типа ВБ-59/7–10, получены временные диаграммы токов и напряжений обмоток СМБВ в различных режимах работы. Выполнено сравнение экспериментальных и расчетных значений характеристик по действующим и мгновен-

.....

ным значениям величин, подтвердившее достоверность теоретических выводов и приемлемость допущений. Исследован механизм влияния уровней насыщения зубцов при взаимном перемещении зубчатых сердечников на характеристики СМБВ. Сформулированы рекомендации, позволяющие улучшить технико-экономические показатели СМБВ.

В заключении изложены основные научные и практические результаты проведенного математического моделирования совмещенных многофункциональных бесщеточных возбuditелей.

.....

ВВЕДЕНИЕ

.....

В.1. Совмещенный многофункциональный бесщеточный возбудитель

Наиболее распространенными источниками электрической энергии являются синхронные генераторы (СГ), в которых применяют различные системы возбуждения. Выбор системы возбуждения определяет массу, габаритные и стоимостные показатели генераторов, что особенно важно для генераторов малой энергетики.

Применяемые ранее возбудители на базе машин постоянного тока обладают недостаточным быстродействием, высокой себестоимостью изготовления и эксплуатации.

На смену возбудителям постоянного тока пришли статические системы возбуждения (ССВ), которые хорошо себя зарекомендовали и широко используются в настоящее время. ССВ имеют меньшую массу силовых элементов и достаточное быстродействие. Недостатком ССВ является наличие силовых контактных колец на синхронных генераторах, согласующего и вольтодобавочного трансформаторов, отбор мощности на возбуждение с шин возбуждаемого синхронного генератора и низкий коэффициент мощности системы возбуждения в случае, когда в качестве возбудителя используется только согласующий трансформатор. Все эти обстоятельства приводят к высокой себестоимости строительства и эксплуатации энергетических объектов.

Прогресс в области силовой полупроводниковой техники позволил освоить бесщеточные системы возбуждения, которые в основном устраняют недостатки статических систем возбуждения.

Бесщеточные синхронные генераторы, как правило, выполняются единым агрегатом, состоящим из возбуждаемого генератора, вращающегося диодного преобразователя, возбудителя и подвозбудителя. При этом для обеспечения быстродействия мощность подвозбудителя должна составлять 28–30 % от мощности самого возбудителя.

В настоящее время для бесщеточных систем возбуждения в качестве подвозбудителя используются отдельно выполненные возбудительный трансформатор, подключаемый к сети собственных нужд, либо синхронная машина с постоянными магнитами или электромагнитным возбуждением, либо самовозбуждающийся индукторный подвозбудитель.

Раздельное исполнение возбудителя и подвозбудителя, необходимость выполнения подвозбудителя с повышенной расчетной мощностью приводят к увеличению массы генераторного оборудования и себестоимости строительства здания электростанции, увеличению эксплуатационных расходов.

Создание совмещенного многофункционального бесщеточного возбудителя позволило избежать указанные выше недостатки [76, 77]. В одной магнитной системе СМБВ совмещены шесть различных электромеханических преобразователей: два последовательно соединенных синхронных возбудителя с электромагнитным и комбинированным возбуждением, индукторный и асинхронный подвозбудители, источник питания автоматического регулятора возбуждения и датчик тока возбуждения возбуждаемой синхронной машины (СМ). Использование магнитного, электрического и конструктивного совмещения синхронного возбудителя с подвозбудителями позволяет отказаться от подвозбудителя как отдельной электрической машины. В результате СМБВ становится более технологичным и менее материалоемким устройством в сравнении с описанными выше БСВ других исполнений. Кроме того, применение синхронного возбудителя с комбинированным возбуждением гарантирует начало процесса самовозбуждения, обеспечивая автономность данного возбудительного устройства [72].

Разработка СМБВ была выполнена в 1991 г. на кафедре электрических машин УГТУ-УПИ совместно с ОАО «Уралэлектротяжмаш». Первый промышленный образец СМБВ был изготовлен в 1993 г. К настоящему времени разработана серия совмещенных возбудителей. Номинальные данные возбудителей этой серии приведены в табл. В.1.

Таблица В.1

**Номинальные данные серии совмещенных
многофункциональных бесщеточных возбудителей**

№ п/п	Тип бесщеточ- ного возбу- дителя	Максимальная выпрямленная мощность, кВт	Максимальный выпрямленный ток, А	Кратность фор- сировки, о. е., не менее
11	ВБ-59/7-10	17	450	2
22	ВБ-63/9-14	27	450	2
33	ВВБ-81/9-18	53	600	2
44	ВВБ-85/10-10	55	1170	2
55	ВВБ-85/20-10	83	1250	2
66	ВВБ-99/9-22	45	500	2
77	ВВБ-99/20-22	60	600	2
88	ВВБ-99/30-22	70	650	2
99	ВВБ-145/30-30	170	820	2
110	ВВБ-220/30-30	200	1000	2
111	ВВБ-220/8330	400	1250	2

Возбудители данной серии нашли применение в системах возбуждения ряда гидрогенераторов, дизельных генераторов и генераторов с приводом от газовой турбины [4]. На основе СМБВ спроектированы и изготовлены системы возбуждения для гидрогенераторов Толмачевской ГЭС-3 (Россия) — 11500 кВ·А, 750 об/мин; Усть-Джегутинской ГЭС (Россия) — 2820 кВ·А, 600 об/мин; Толмачевской ГЭС-1 (Россия) — 1375 кВ·А, 428,6 об/мин; Сергеевской ГЭС (Казахстан) — 1538 кВ·А, 428,6 об/мин; Быстринской ГЭС (Россия) — 671 кВ·А, 300 об/мин; Правдинской ГЭС-3 (Россия) — 1425 кВ·А, 250 об/мин и ГЭС Роттнен (Швеция).

В табл. В.2 и В.3 приведены результаты технико-экономического сравнения возбудителей типа СМБВ с возбудительными устройствами других исполнений [67]. В таблицах за 100 % приняты общая масса элементов, затраты на производство генераторов, включая систему возбуждения, и себестоимость строительства зданий при использовании системы возбуждения на основе СМБВ.

Положительный эффект от применения СМБВ в сравнении со статическими системами возбуждения в основном обусловлен двумя факторами: способом отбора мощности на возбуждение и компактностью размещения оборудования силовой части системы возбуждения.

Таблица В.2

**Технико-экономическое сравнение систем возбуждения
на основе СМБВ со статическими системами возбуждения, %**

Наименование показателя	Система возбуждения на основе СМБВ	Статические системы возбуждения		
		С согласующим и вольтодобавочным трансформатором	С согласующим трансформатором	С обмоткой дополнительной в генераторе
Общая масса элементов систем возбуждения	100	108	107,8	111,5
Затраты на производство генераторов с системой возбуждения	100	109–120	106–109	106–109
Себестоимость строительства зданий	100	108	105	101

В случае применения БСВ мощность снимается с вала приводного механизма, в случае применения ССВ — с шин возбуждаемого генератора. Из-за низкого $\cos\varphi$ ССВ мощность, потребляемая с шин генератора, в 2,5–3,5 раза превышает величину номинальной мощности возбуждения генератора. По сравнению с БСВ при сохранении активной и реактивной мощности, отдаваемой потребителю, синхронный генератор дополнительно нагружается мощностью в основном реактивного характера. Для генераторов малых и средних мощностей увеличение мощности может достигать 5–7 % [85]. В результате увеличивается ток статора и снижается результирующий $\cos\varphi$ возбуждаемого СГ. Для компенсации размагничивающего действия реакции якоря и поддержания заданного напряжения сети, питающей потребителя, необходимо дополнительное увеличение тока возбуждения. В связи с этим возникают дополнительные потери в возбуждаемом синхронном генераторе по сравнению с возбуждением от БСв. На стадии проектирования СГ необходимо учитывать дополнительную нагрузку СГ, создаваемую ССв. В результате расчетная мощность СГ увеличивается, ухудшаются массогабаритные показатели комплекса СГ-СВ и возрастает стоимость его производства.

Таблица В.3

Сравнение диодных бесщеточных систем возбуждения и систем возбуждения на основе генераторов постоянного тока, %

Наименование показателя	Диодные бесщеточные системы возбуждения			Системы возбуждения на основе генераторов постоянного тока
	Совмещенные: асинхронный и индукторный подвозбудители, генератор с постоянными магнитами	Раздельное исполнение		
		Синхронный подвозбудитель с постоянными магнитами	Подвозбудители: согласующий и вольтодобавочный трансформаторы	
Общая масса элементов систем возбуждения	100	141	151	220
Затраты на производство генераторов с системой возбуждения	100	106	110	119
Себестоимость строительства зданий	100	100	108	100

При сравнении с бесщеточными системами возбуждения положительный эффект обусловлен отсутствием подвозбудителя как отдельного устройства.

Таким образом, системы возбуждения на базе СМБВ являются перспективным направлением развития систем возбуждения СГ.

В.2. Устройство и принцип действия совмещенного многофункционального бесщеточного возбудителя

Совмещенный многофункциональный бесщеточный возбудитель является самовозбуждающимся синхронным генератором обращенной конструкции, якорь которого расположен на валу возбуждаемой синхронной машины. Принципиальная и функциональная схемы возбудителя приведены на рис. В.1 и рис. В.2. Функционально возбудитель делится на два последовательно соединенных возбудителя с электро-

магнитным и комбинированным возбуждением. Число пар полюсов индуктора с электромагнитным возбуждением является четным. Два полюса с комбинированным возбуждением снабжены постоянными магнитами. Полюсы с комбинированным возбуждением расположены симметрично по окружности и выполнены различной полярности.

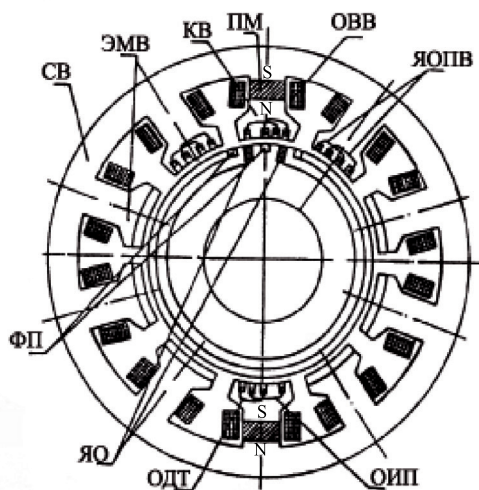


Рис. В.1. Конструктивная схема СМБВ

В наконечниках полюсов с электромагнитным возбуждением выполнены пазы, в которых размещены по две катушки с одинаковыми шагами, образующие 4-фазную совмещенную якорную обмотку подвозбудителей. В наконечниках полюсов с комбинированным возбуждением выполнены пазы, в которых уложены по две катушки с различными шагами. Одна из катушек выполнена с тем же шагом, что и катушки якорной обмотки подвозбудителей. Вторая катушка выполнена с шагом, кратным четному числу полюсных делений рабочей гармоники зубцового порядка результирующего поля в воздушном зазоре.

Сердечник якоря возбудителя, размещенный на валу возбуждаемого генератора, выполнен с открытыми пазами разной глубины. Якорная обмотка возбудителя укладывается в пазы большей глубины и имеет одну или несколько параллельных ветвей, максимальное число которых равно количеству полюсов с комбинированным возбуждением. При этом пазы, заполненные якорной обмоткой возбудителя, чередуются с пазами меньшей глубины (с фальшпазами), в которых отсутствует обмотка.

В момент запуска генератора от приводного механизма АРВ еще не обеспечен напряжением питания и ток возбуждения возбудителя I_B равен нулю. При отсутствии тока возбуждения возбудителя магнитный поток возбуждения совмещенного многофункционального бесщеточного возбудителя создается только постоянными магнитами (ПМ) в полюсах с комбинированным возбуждением. Поток постоянных магнитов Φ_{NS} при вращении якоря наводит ЭДС в якорной обмотке возбудителя. На выходе якоря возбудителя под действием этой ЭДС создается выпрямленное напряжение.

Следовательно, при наличии постоянных магнитов и неуправляемого вращающегося полупроводникового преобразователя (ВПП) возбудитель будет всегда нагружен, что сопровождается появлением тока в 4-фазной обмотке якоря возбудителя. При протекании тока в симметричной сосредоточенной 4-фазной обмотке якоря возбудителя создается МДС реакции якоря, которая кроме основной содержит высшие нечетные гармоники. В качестве поля возбуждения асинхронного подвозбудителя используется поле, созданное третьей (и парной ей пятой) гармоникой МДС реакции якоря с числом пар полюсов $3p$ и полюсным делением $\tau_3 = \tau/3$, где τ — полюсное деление возбудителя. Катушки якорной обмотки подвозбудителей ЯОПВ и обмотки источника питания ОИП АРВ выполнены с шагом $y \neq 2\tau_3$. Тогда поле, созданное третьей (и парной ей пятой) гармоникой МДС якоря, наводит ЭДС, пропорциональные току нагрузки возбудителя, в ЯОПВ и в обмотке источника питания.

Пазы якоря возбудителя выполнены открытыми. В результате в зазоре возбудителя появляется зубцовая составляющая результирующего поля, которая используется в качестве поля возбуждения совмещенного индукторного подвозбудителя (ИП). Шаг катушек якорной обмотки подвозбудителей выбирают так, чтобы $y \neq 2\tau_z$, где τ_z — полюсное деление гармоники результирующего поля зубцового порядка.

Таким образом, кроме асинхронных составляющих ЭДС в обмотках ЯОПВ и ОИП наводятся составляющие ЭДС, пропорциональные величине результирующего поля под соответствующими полюсами и вызванные наличием зубцов якоря возбудителя.

Параметры зубцовой зоны, число фаз и шаги якорных обмоток возбудителя и подвозбудителей выбирают так, чтобы частота индукторной составляющей ЭДС превышала в два раза частоту асинхронной составляющей ЭДС. Это реализовано выполнением якорной обмот-

ки с числом пазов на полюс и фазу $q = 1$ и применением дополнительных фальшпазов, которые размещаются между пазами, заполненными якорной обмоткой.

Таким образом, наличие полей возбуждения и реакции якоря обуславливает появление в обмотках ЯОПВ и ОИП асинхронной и индукторной составляющих ЭДС. Величина индукции магнитного потока под полюсами с комбинированным возбуждением, созданного постоянными магнитами, параметры ОИП и цепи источника питания АРВ выбираются так, чтобы получить мощность, обеспечивающую надежную и гарантированную работу АРВ и системы управления статическим УПП. При достижении номинальной (синхронной) частоты вращения генератора создаются условия для управления системой возбуждения с помощью АРВ.

В случае, когда УПП открыт и ЭДС якорной обмотки подвозбудителя больше порогового напряжения его вентилей, то под действием этих ЭДС в ОВВ будет протекать ток. Соответствующим подбором параметров обмотки якоря возбудителя, ЯОПВ и ОВ возбудителя можно реализовать процесс самовозбуждения.

Развитие процесса самовозбуждения произойдет, если преобразователь УПП оставить в открытом состоянии. В данном случае возбудитель перейдет в режим форсировки возбуждения. Дальнейшее нарастание тока возбуждения возбудителя будет ограничено насыщением магнитной цепи.

Последовательно согласно соединенные катушки ОДТ, размещенные на диаметрально расположенных полюсах с комбинированным возбуждением и выполненные с шагом, кратным четному числу полюсных делений рабочей гармоники зубцового порядка результирующего поля в воздушном зазоре, используются в качестве датчика тока обмотки якоря возбудителя. В этом случае уровень индукторной ЭДС будет значительно снижен. Выходное напряжение будет создаваться только асинхронной составляющей ЭДС, пропорциональной величине тока якоря возбудителя.

Конструкция совмещенного многофункционального бесщеточного возбудителя приведена на рис. В.3.

Для обеспечения защиты диодного выпрямительного моста и обмотки возбуждения генератора в переходных режимах используется пускозащитное сопротивление, которое подключается параллельно к обмотке возбуждения генератора. Диодный выпрямительный мост

размещен на изолированных контактных колесах, которые одновременно обеспечивают электрическое соединение диодов в анодные и катодные группы и отвод тепла.

В.3. Математические модели СМБВ и направления их совершенствования

Создание систем возбуждения на основе совмещенных многофункциональных бесщеточных возбудителей является перспективным направлением развития систем возбуждения синхронных машин различного назначения. Системы данного типа освоены промышленностью и внедрены в энергетику. В связи с этим актуальной является задача математического моделирования СМБВ. Эта задача на протяжении ряда лет решалась на кафедре электрических машин УГТУ–УПИ А. Т. Пластуном, В. И. Денисенко, О. П. Митрофановым и А. Н. Мойсейченковым [17, 18, 71, 72]. Были созданы математические модели для расчета установившихся и переходных режимов работы СМБВ, учитывающие асимметрию магнитной цепи (вследствие наличия постоянных магнитов в части полюсов), насыщение магнитной цепи, взаимное перемещение зубчатых сердечников и дискретность распределения обмоток по пазам. Реализовано совместное решение математической модели магнитной цепи СМБВ и математической модели 4-фазного мостового преобразователя. Однако задачу математического моделирования СМБВ нельзя считать полностью решенной.

Отсутствие влияния поля реакции совмещенного подвозбудителя на процессы в возбудителе является основным допущением перечисленных выше моделей. Поэтому остался открытым вопрос о количественной оценке этого влияния.

Допущения, принятые при моделировании схемы замещения магнитной цепи, не дают возможность учесть изменение уровней насыщения зубцов при взаимном перемещении зубчатых сердечников. Данное обстоятельство влияет на точность расчета ЭДС совмещенного подвозбудителя.

Математические модели 4-фазного мостового преобразователя построены на основе коэффициентов преобразования по току и напряжению, которые определялись исходя из синусоидальной либо пря-

моугольной формы питающей ЭДС. В действительности фазная ЭДС возбудителя имеет более сложную форму, что приводит к погрешности при расчете токов фаз и выпрямленного напряжения возбудителя.

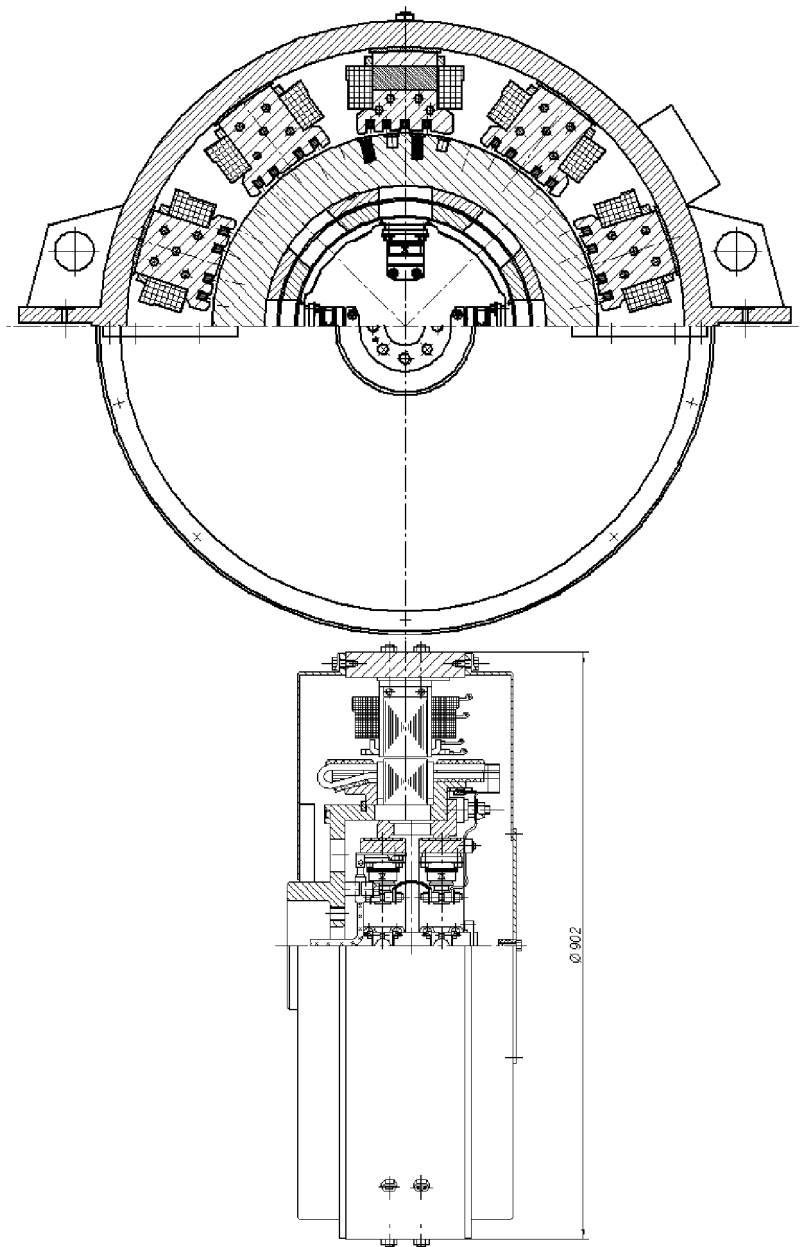


Рис. В.3. Конструктивное исполнение multifunctionального совмещенного бесщеточного возбудителя типа ВБ 59/7-10

Учет индукторной и асинхронной составляющих ЭДС при расчете выпрямленного напряжения совмещенного подвозбудителя выполнен отдельно по статическим внешним характеристикам 4-фазного мостового преобразователя с учетом амплитудной асимметрии фазных ЭДС. При этом не учитывается фазовая асимметрия, а также отсутствует возможность определения токов фаз подвозбудителя.

Кроме того, существующие модели не могут быть использованы для расчета аварийных и несимметричных режимов работы СМБВ.

Перечисленные выше допущения могут быть сняты с помощью численных методов, основанных на расчете мгновенных значений электрических и магнитных величин. Эти методы позволяют одновременно учитывать насыщение магнитной цепи и действие вентильного преобразователя [53]. К таким методам относят вариационно-разностные методы, например метод конечных элементов (МКЭ) [21, 51, 52, 58, 60, 61, 75] и метод зубцовых контуров (МЗК) [45, 46, 66], основанный на расчете схемы замещения магнитной цепи.

МКЭ является универсальным, позволяет рассчитывать магнитную цепь с учетом всех основных особенностей. Однако применение подобных методов в случае расчетов СМБВ приводит к системе нелинейных уравнений размерностью порядка 6 000, которую необходимо решать для ряда последовательных положений якоря относительно индуктора [61]. Столь высокая размерность обусловлена наличием постоянных магнитов в части полюсов СМБВ а также необходимостью расчета высших гармонических составляющих поля в воздушном зазоре высокого порядка [71]. Наличие магнитов приводит к неравномерному распределению потока между полюсами, вследствие чего минимальная расчетная область составляет $1/(2p_{NS})$ часть магнитной цепи, где p_{NS} — число пар полюсов с постоянными магнитами. Если же модель должна обеспечивать расчет аварийных и несимметричных режимов, то в качестве расчетной области необходимо принять полную магнитную цепь.

В отличие от МКЭ метод МЗК предъявляет умеренные требования к вычислительным ресурсам. Кроме того, учет радиальной неоднородности машины в МЗК не ведет к увеличению порядка системы уравнений. В связи с вышесказанным при расчетах СМБВ целесообразно в качестве базового метода использовать МЗК.

Основной целью данного учебного пособия является разработка математической модели СМБВ в фазных координатах на основе рас-

чета мгновенных значений электрических и магнитных величин, позволяющего при ускоренных предпроектных исследованиях совместно учесть насыщение и асимметрию магнитной цепи, взаимное перемещение зубчатых сердечников, дискретное распределение обмоток по пазам, а также взаимное влияние ЭМ, совмещенных в магнитной цепи СМБВ, работающих на выпрямительную нагрузку.

Для достижения поставленной цели требуется решить следующие задачи:

- Построение эквивалентной магнитной схемы замещения магнитной цепи СМБВ на основе МЗК.
- Разработка алгоритмов формирования матричных коэффициентов системы уравнений, позволяющей охватить известные варианты конструктивного исполнения возбuditелей типа СМБВ.
- Разработка метода совместного решения уравнений магнитной и электрической цепи возбuditеля с учетом наличия в электрической цепи безындуктивных контуров.
- Разработка программного комплекса, реализующего формирование матричных коэффициентов, решение системы дифференциальных уравнений модели, расчет установившегося периодического решения, а также расчет характеристик возбuditеля и совмещенных подвозбuditелей.
- Экспериментальное исследование установившихся режимов работы СМБВ с целью получения данных для оценки математической модели с точки зрения учета влияния реакции якоря совмещенного подвозбuditеля на процессы в возбuditеле, а также оценки математической модели по мгновенным значениям величин.
- Оценка математической модели по результатам испытаний промышленных образцов.

.....

1. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН НА ОСНОВЕ МЕТОДА ЗУБЦОВЫХ КОНТУРОВ

.....

1.1. Формирование системы уравнений модели

Рядом авторов были разработаны математические модели ЭМ самого различного исполнения для расчета как установившихся, так и динамических режимов на основе метода зубцовых контуров [45, 46, 48, 49, 80, 77, 81, 65, 66, 68, 69, 83, 87, 92]. В основе всех моделей данного класса лежит эквивалентная магнитная схема замещения (ЭМСЗ) магнитной цепи, которая позволяет перейти от локальных значений векторов напряженности и индукции к интегральным скалярным значениям потока и магнитного напряжения участков магнитной цепи [46]. При формировании системы уравнений СМБВ был использован данный подход.

На первом этапе формируют математическую модель магнитной цепи СМБВ. Переход от реальной магнитной цепи к ее ЭМСЗ выполняют при следующих допущениях. Магнитное поле в активной зоне считается плоскопараллельным, его неоднородность вдоль оси машины учитывается введением расчетных аксиальных длин магнитопроводов и зазора. Вихревые токи и гистерезис в магнитопроводе отсутствуют. Индуктивности лобового рассеяния рассчитываются отдельно и включаются в электрическую цепь в сосредоточенной форме.

Участки ферромагнитных сердечников заменяются нелинейными элементами исходя из предполагаемого характера распределения поля. В этом случае принимается, что в зубцах существует только радиальная, а в ярмах — только тангенциальная составляющие магнитного поля. Магнитные проводимости нелинейных элементов находятся исходя из размеров и характеристик намагничивания эквивалентных участков.

Воздушные промежутки представляются в виде линейных взаимных проводимостей между участками поверхностей сердечников. Обмотки моделируются сосредоточенными источниками МДС. В соответствии с принятым подходом на рис. В.2 показан фрагмент ЭМСЗ возбуждателя.

Представим ЭМСЗ, состоящую из обобщенных ветвей. Каждая обобщенная ветвь включает в себя линейный либо нелинейный элемент и источник МДС. Схема обобщенной ветви представлена на рис. 1.2, где Φ_k , $A_{\text{вм}k}$, $U_{\text{вм}k}$, F_k — поток, магнитная проводимость, магнитное напряжение и МДС k -й ветви.

Сведем переменные Φ_k , $A_{\text{вм}k}$, $U_{\text{вм}k}$, F_k в соответствующие матрицы. Тогда закон Ома для магнитной цепи в векторно-матричной форме будет иметь вид:

$$[\Phi] = [A_{\text{вм}}] [U_{\text{вм}}] + [\Lambda_{\text{вм}}] [F], \quad (1.1)$$

где $[\Phi]$, $[A_{\text{вм}}]$, $[U_{\text{вм}}]$, $[F]$ — вектор-столбец потоков, диагональная матрица проводимостей, вектор-столбец магнитных напряжений и вектор-столбец МДС ветвей ЭМСЗ.

Для получения системы уравнений, описывающих состояние магнитной цепи, уравнение (1.1) необходимо дополнить топологическими уравнениями. Топологические уравнения могут быть записаны на основе как узловой, так и контурной матриц [73]. Как показывают исследования [66, 83], для этой цели более удобным является подход с применением узловой матрицы. Этот подход избавляет от неудобств, связанных с выбором графа цепи, неизбежно возникающих при составлении контурной матрицы. Процедура составления узловой матрицы, напротив, легко формализуется. Следует также отметить, что узловая матрица является весьма разреженной. Учет этого обстоятельства с помощью специальных алгоритмов обработки и хранения позволяет экономить вычислительные ресурсы за счет исключения операций с нулевыми элементами [66].

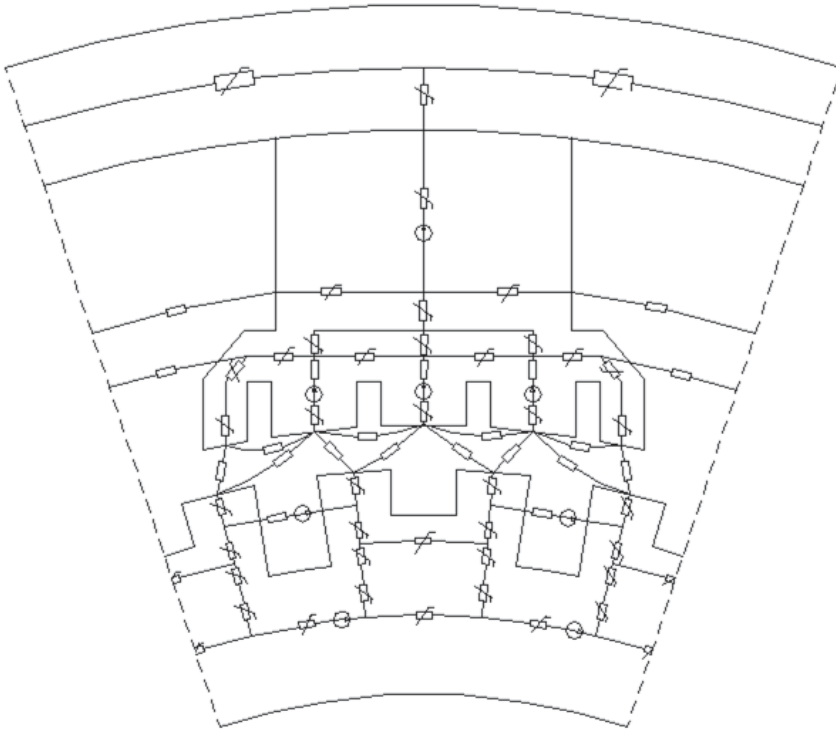


Рис. 1.1. Фрагмент ЭМСЗ на полюсном делении для полюсов электромагнитного возбуждения СМБВ

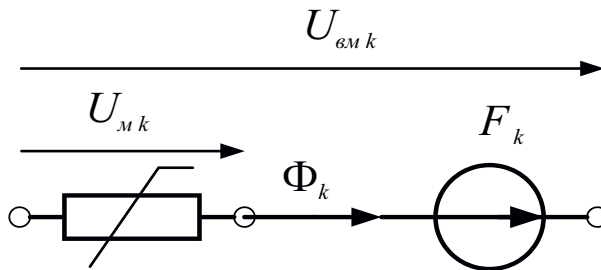


Рис. 1.2. Схема обобщенной ветви ЭМСЗ

Узловая матрица $[A]$ имеет размерность n, x, a , где n — число строк, равное числу узлов ЭМСЗ; a — число столбцов, равное числу ветвей ЭМСЗ. Строка матрицы $[A]$ соответствует узлу, столбец — ветви. Если j -я ветвь входит в i -й узел, то соответствующий элемент матрицы $A_{ij} = -1$. Если j -я ветвь выходит из i -го узла, то соответствующий эле-

мент матрицы $A_{ij} = 1$. Если же j -я ветвь непосредственно не связана с i -м узлом, то соответствующий элемент матрицы $A_{ij} = 0$.

Для записи уравнений по первому закону Кирхгофа используется узловая матрица:

$$[A] [\Phi] = 0, \quad (1.2)$$

которая в транспонированном виде связывает магнитные напряжения ветвей $[U_{\text{эм}}]$ со скалярными магнитными потенциалами узлов $[\Phi]$ ЭМСЗ:

$$[U_{\text{эм}}] = [A]^T [\Phi]. \quad (1.3)$$

Выражение для вектора МДС ветвей имеет вид [47]:

$$[F] = [C] [I_{\text{г}}], \quad (1.4)$$

где $[C]$ — матрица связи; $[I_{\text{г}}]$ — вектор-столбец токов ветвей электрической цепи.

Матрица $[C]$ в транспонированном виде используется также для перехода от потоков ветвей ЭМСЗ к потокосцеплениям ветвей электрической цепи $[\Psi_{\text{г}}]$.

$$[\Psi_{\text{г}}] = [C]^T [\Phi]. \quad (1.5)$$

Уравнения (1.1)—(1.4) составляют полную систему уравнений, описывающих состояние магнитной цепи. В общем случае эта система уравнений является нелинейной с неявно выраженной нелинейностью, которая заключена в матрице $[A_{\text{эм}}] = f([\Phi])$.

На втором этапе выполняется описание процессов в электрических цепях возбудителя. Процессы в электрической цепи, как в любой ЭМ, описываются системой дифференциальных уравнений состояния ветвей электрической цепи совместно с топологическими уравнениями:

$$[u_{\text{г}}] - [R_{\text{г}}] [I_{\text{г}}] - [\Psi_{\text{г}}]' = 0; \quad [B] [u_{\text{г}}] = 0, \quad (1.6)$$

где $[\Psi_{\text{г}}]$ — вектор мгновенных потокосцеплений ветвей электрической цепи; $[u_{\text{г}}]$ — вектор мгновенных напряжений ветвей; $[R_{\text{г}}]$ — диагональная матрица активных сопротивлений ветвей; $[I_{\text{г}}]$ — вектор-столбец токов ветвей; $[B]$ — топологическая контурная матрица.

Если предметом исследования является электромеханический переходный процесс, т. е. частоту вращения нельзя считать постоянной, необходимо ввести в рассмотрение уравнение движения вращающихся частей:

$$\Omega' = (M_c - M_s)/J, \quad (1.7)$$

где Ω — угловая частота вращения ротора; M_s — электромагнитный момент; M_c — внешний момент; J — момент инерции вращающихся частей.

Необходимо иметь в виду, что мощность возбудителя значительно меньше мощности возбуждаемой синхронной машины. Поэтому изменение угловой скорости агрегата определяется главным образом моментом синхронной машины. В установившемся режиме работы возбуждаемой синхронной машины ее момент остается постоянным, следовательно, при анализе возбудителя скорость вращения также можно принять постоянной. Таким образом, процессы в возбудителе полностью описываются системой уравнений (1.6) совместно с уравнениями магнитной цепи (1.1)—(1.4), а уравнение (1.7) в дальнейших рассуждениях не участвует.

1.2. Методы решения системы уравнений модели на основе МЗК

Существуют различные способы совместного решения уравнений (1.1)—(1.4) и (1.6). В работе [46] система уравнений (1.6) записывается в форме, разрешенной относительно производных с учетом перехода к контурным величинам.

$$[\Psi_k]' = [E_k] - [R_k] [I_k]; \quad (1.8)$$

$$[I_\theta] = [B]^\top [I_k]; \quad (1.9)$$

$$[R_k] = [B] [R_\theta] [B]^\top; \quad (1.10)$$

$$[\Psi_k] = [B] [\Psi_\theta]; \quad (1.11)$$

$$[E_k] = [B] [E_\theta]. \quad (1.12)$$

Связь между $[\Psi_k]$ и $[I_k]$ устанавливается в виде $[\Psi_k] = f([I_k])$ с помощью уравнений (1.1)—(1.4).

Подставляя выражение (1.1) в уравнение (1.2), с учетом (1.3) и (1.4) получим систему нелинейных алгебраических уравнений, записанную относительно потенциалов узлов ЭМСЗ:

$$[G] [\varphi] = [E], \quad (1.13)$$

где $[G] = [A] [A_{\text{вм}}] [A]^t;$ (1.14)

$$[E] = -[A] [[A_{\text{вм}}] [C] [I_{\theta}]. \quad (1.15)$$

После определения вектора $[I_{\theta}]$ по выражению (1.9), необходимого для расчета вектора свободных членов $[E]$, система уравнений может быть решена одним из известных методов.

Переход от $[\varphi]$ к $[\Psi_{\theta}]$ осуществляется с помощью выражений (1.3) и (1.5):

$$[\Psi_{\theta}] = [C]^t [A_{\text{вм}}] ([A]^t [\varphi] + [F]). \quad (1.16)$$

Затем $[\Psi_k]$ определяется по выражению (1.11).

Для интегрирования выражения (1.8) целесообразно воспользоваться одной из стандартных процедур численного интегрирования. Такие процедуры входят в состав большинства современных математических пакетов и библиотек и предоставляют пользователю широкий спектр методов численного интегрирования [70, 82]. Чтобы воспользоваться одной из таких процедур, необходимо записать функцию расчета правой части уравнения. Эта функция вызывается процедурой интегрирования на каждом шаге и служит для расчета вектора производных по заданному вектору решения для заданного момента времени. Применительно к системе уравнений (1.8) функция расчета правой части имеет вид:

$$[\Psi_k]' = f([\Psi_k], t). \quad (1.17)$$

$$f([\Psi_k], t) = [E_k] - [R_k] [I_k([\Psi_k])]. \quad (1.18)$$

Таким образом, на каждом шаге интегрирования системы уравнений (1.8) для расчета правой части необходимо определять $[I_k]$ по известному значению $[\Psi_k]$ для заданного момента времени. Располагая зависимостью $[\Psi_k] = f([I_k])$, это можно сделать только итерационным путем и, задавшись начальным приближением вектора $[I_k]$, выполнить расчет магнитной цепи, затем уточнить $[I_k]$ и снова рассчитать магнитную цепь и т. д. до достижения требуемой точности.

Очевидно, что такой поход требует значительных вычислительных затрат, поэтому систему уравнений вида (1.13) целесообразно использовать только при расчете установившихся режимов работы ЭМ, что и сделано в работах [82, 83].

В работе [66] предложено записать уравнение связи между $[\Psi_k]$ и $[I_k]$ в виде $[I_k] = f([\Psi_k])$. Это позволяет отказаться от описанной выше ите-

рациональной процедуры определения $[I_k]$. Учитывая, что число шагов интегрирования, которое необходимо выполнить для расчета режима электрической машины, измеряется тысячами, такой подход кардинально сокращает время расчета по сравнению с расчетами, выполненными в работе [46].

Это особенно важно по отношению к совмещенным электрическим машинам, рабочие процессы в которых протекают на двух и более частотах, поскольку расчетный интервал в этом случае определяется самой низкой, а шаг интегрирования — самой высокой частотой. Таким образом, чем больше отношение самой высокой частоты к самой низкой, тем более остро встает проблема быстрогодействия процедуры интегрирования. Наибольшие отношения высокой и низкой частот имеют совмещенные ЭМ, использующие энергию высших гармонических составляющих поля в воздушном зазоре. Для рассматриваемого в данном пособии совмещенного возбудителя это отношение достигает восьми.

Система уравнений электрической цепи записывается аналогично системе уравнений, приведенной в работе [46], в форме, разрешенной относительно производных, с учетом перехода к контурным величинам:

$$[\Psi_k]' = -[R_k] [I_k]; \quad (1.19)$$

$$[I_\theta] = [B]^t [I_k]; \quad (1.20)$$

$$[R_k] = [B] [R_\theta] [B]^t; \quad (1.21)$$

$$[\Psi_k] = [B] [\Psi_\theta], \quad (1.22)$$

где $[I_k]$, $[\Psi_k]$ — векторы-столбцы контурных токов и потокосцеплений; $[R_k]$ — матрица контурных сопротивлений.

Связь между $[\Psi_k]$ и $[I_k]$ получена из выражения для потокосцеплений контуров электрической цепи:

$$[\Psi_k] = [B] [C]^t [\Phi] + [L_k] [I_k]; \quad (1.23)$$

$$[L_k] = [B] [L_\theta] [B]^t, \quad (1.24)$$

где $[L_\theta]$ — диагональная матрица индуктивностей внешней цепи.

Первое слагаемое в выражении (1.23) обусловлено потокосцеплениями обмоток ЭМ, а второе — потокосцеплениями во внешней цепи.

Подставив выражение (1.1) в (1.23) с учетом выражения (1.4), получим:

$$[\Psi_k] = [L] [I_k] + [C]^t [A_{BM}] [U_{\text{вм}}], \quad (1.25)$$

где $[L] = [B] [C]^t [A_{BM}] [C] [B]^t + [L_k]. \quad (1.26)$

Решив уравнение относительно $[I_k]$, определим

$$[I_k] = [L]^{-1} ([Y_k] - [B] [C]^t [A_{\text{вм}}] [U_{\text{вм}}]). \quad (1.27)$$

Подставив выражение (1.27) в выражение (1.1), с учетом (1.4) и (1.20) получим:

$$[\Phi] = [Y] [U_{\text{вм}}] + [I], \quad (1.28)$$

где $[Y] = [A_{\text{вм}}] - [A_{\text{вм}}] [C] [B] [L]^{-1} [B] [C]^t [A_{\text{вм}}]; \quad (1.29)$

$$[I] = [A_{\text{вм}}] [C] [B] [L]^{-1} [Y_k]. \quad (1.30)$$

Подставляя выражение (1.27) в уравнение (1.2) с учетом (1.3), определим

$$[G] [\varphi] = [E], \quad (1.31)$$

где $[G] = [A] [Y] [A]^t; [E] = -[A] [I]. \quad (1.32)$

Выражение (1.32) представляет собой систему нелинейных алгебраических уравнений, которая может быть решена одним из известных методов.

Приведенный подход имеет недостаток — уравнение (1.25) может быть решено относительно $[I_k]$, если матрица $[L]$ имеет обратную матрицу. Для этого необходимо, чтобы электрическая цепь не содержала контуров, собственная индуктивность которых равна нулю.

Для обоснования этого положения рассмотрим простейшую резистивную цепь (см. рис. 1.3). Эта цепь содержит особый контур, показанный пунктирной линией. Сумма сопротивлений ветвей, входящих в этот контур, равна нулю. Согласно теореме о существовании и единственности решения уравнений линейных резистивных цепей [16], в случае, если электрическая цепь содержит особые контуры, для которых выполняются законы Кирхгофа, то решение существует. При этом оно единственно для токов и напряжений элементов цепи, не входящих в особые контуры.

Как известно, контурные токи — это токи в связях графа цепи, образующих соответствующие контуры. Следовательно, если дерево графа выбрано так, что какая-либо ветвь, входящая в особый контур, отнесена к связям графа (см. рис. 1.4), то решение для тока контура, образованного данной связью, не будет являться единственным. Если же

связь графа не входит в особый контур (см. рис. 1.5), то решение для тока контура, образованного данной связью, будет единственным. Таким образом, для однозначного определения контурных токов необходимо ветви, входящие в особые контуры, отнести к дереву графа, что невозможно, т. к. противоречит требованиям к дереву графа. Дерево графа должно соединять все узлы, не образуя при этом ни одного контура. Следовательно, единственное решение можно получить только для части контурных токов. При выборе дерева графа согласно рис. 1.4 единственное решение можно получить только для первого контура. Если же дерево выбрать согласно рис. 1.5, то единственными будут являться решения для первого и второго контуров.

Запишем уравнения, описывающие рассматриваемую цепь по методу контурных токов, в векторно-матричной форме:

$$[R_k] [I_k] = [E_k], \quad (1.33)$$

где $[R_k]$ — диагональная матрица контурных сопротивлений; $[I_k]$ — вектор-столбец контурных токов; $[E_k]$ — вектор-столбец контурных ЭДС.

Нетрудно видеть, что выражение (1.33) совпадает по форме с выражением (1.25), разрешенным относительно произведения $[L] [I_k]$:

$$[L] [I_k] = [\Psi_k] - [C]^t [A_{вм}] [U_{вм}], \quad (1.34)$$

где

$$[L] = [B] [C]^t [A_{вм}] [C] [B]^t + [L_k]. \quad (1.35)$$

Матрица $[L]$ представляет собой матрицу контурных индуктивностей и, следовательно, имеет ту же структуру, что и матрица $[R_k]$. Первое слагаемое в выражении (1.35) представляет собой матрицу контурных индуктивностей обмоток ЭМ, а второе — матрицу контурных индуктивностей внешней цепи.

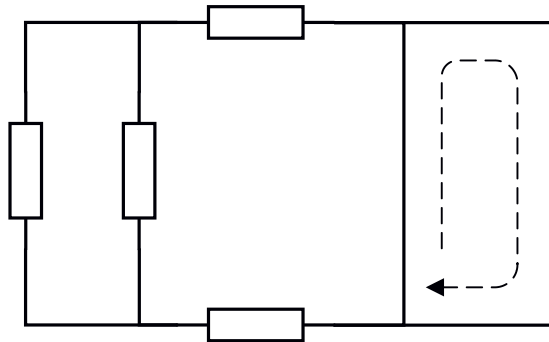


Рис. 1.3. Простейшая резистивная цепь

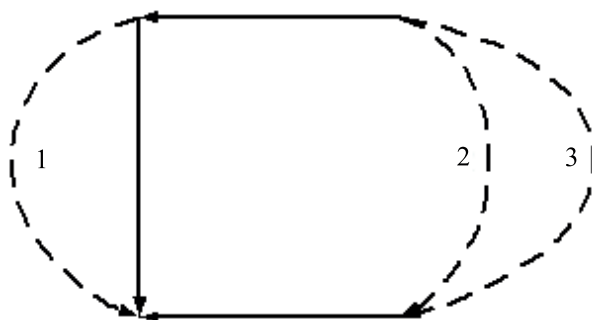


Рис. 1.4. Дерево графа для простейшей резистивной цепи (вариант 1): 1, 2 и 3 — контурные токи в связях графа цепи

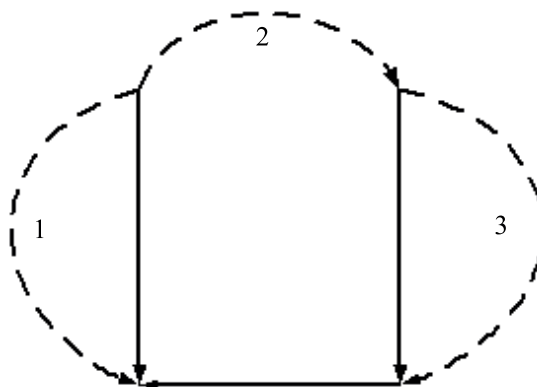


Рис. 1.5. Дерево графа для простейшей резистивной цепи (вариант 2)

Следовательно, выводы, сделанные относительно существования и единственности решения уравнений резистивной цепи, можно распространить на задачу расчета $[I_k]$ по известным потокосцеплениям $[\Psi_k]$.

Таким образом, наличие в цепи контуров, сумма индуктивностей ветвей которых равна нулю, приводит к тому, что решение уравнения (1.25) не является единственным, поэтому для решения задачи описанным способом необходимо, чтобы такие контуры в электрической цепи отсутствовали.

В части практических случаев это условие выполняется, например, когда все ветви электрической цепи содержат обмотки электрической машины. Однако существуют схемы, не удовлетворяющие данному условию, например распространенные на практике мостовые схемы

выпрямления. Одна из таких схем, 4-фазная, является частью СМБВ и рассматривается в настоящей работе (рис. 1.6).

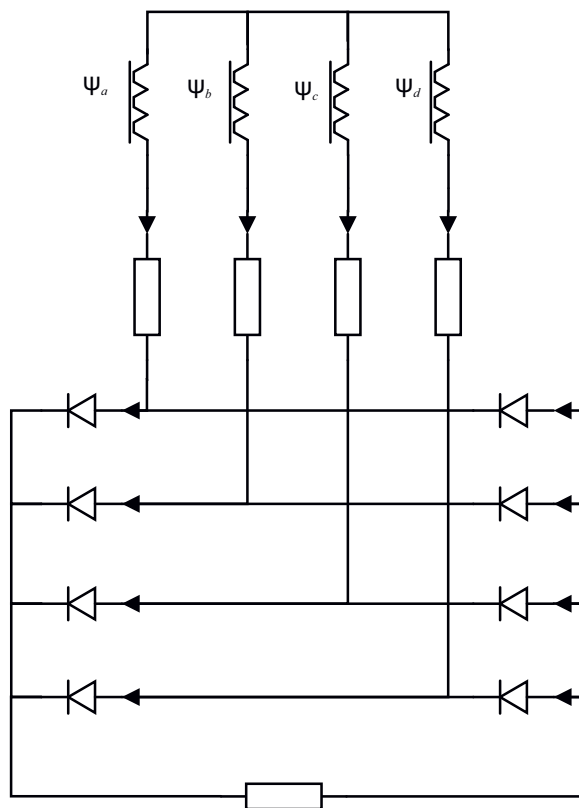


Рис. 1.6. Электрическая схема 4-фазного мостового преобразователя

Граф электрической цепи 4-фазного мостового преобразователя приведен на рис 1.7. Сплошными линиями показаны ветви, отнесенные к дереву графа, пунктирными — ветви, отнесенные к связям.

В этой схеме индуктивности ветвей, содержащих вентили (ветви 15–20 на рис. 1.7), равны нулю. Таким образом, цепь содержит несколько контуров, собственная индуктивность которых равна нулю, поэтому решение уравнения (1.25) для этой цепи не является единственным.

Один из путей решения указанной проблемы состоит в задании малых (по отношению к остальным индуктивностям схемы) значений индуктивностей вместо нулевых значений. Однако такой подход приводит к плохой обусловленности матрицы $[L]$ и, как следствие, к низкой точности решения, как это показано в [16].

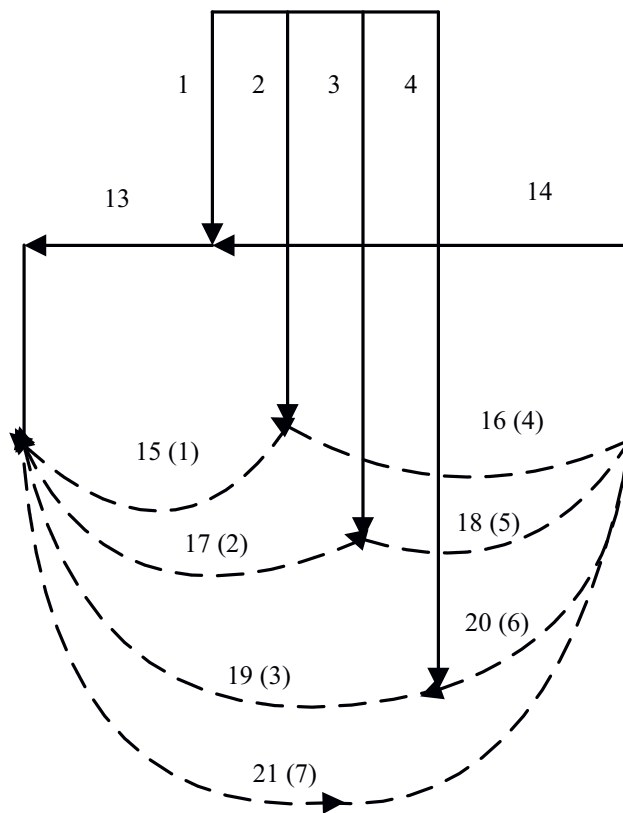


Рис. 1.7. Граф цепи 4-фазного мостового преобразователя

Увеличение значений этих индуктивностей с целью улучшения обусловленности матрицы $[L]$ также приводит к увеличению погрешности, поскольку значения малых индуктивностей становятся соизмеримыми с остальными индуктивностями схемы, приведенной в [16].

Таким образом, для решения поставленной задачи требуется сформулировать иной подход к решению уравнений модели, допускающий наличие безындуктивных контуров. Необходимо получить дополнительное уравнение, связывающее $[I_k]$ и $[\Psi_k]$, и использовать его совместно с выражением (1.23).

Такое уравнение может быть получено из выражения (1.19) с использованием метода численного интегрирования обыкновенных дифференциальных уравнений ФДН.

Метод ФДН основан на аппроксимации производной полиномом по r предшествующим значениям функции, где r — порядок метода.

Разностное уравнение этого метода для вектора решения $[Y]_{k+1}$ имеет вид [89]:

$$[Y]'_{k+1} = \delta [Y]_{k+1} + [g], \quad (1.36)$$

где $[Y]'_{k+1}$ — производная вектора решения на k -м шаге интегрирования; δ и $[g]$ — коэффициенты метода ФДН.

Используя выражение (1.36), преобразуем (1.19) к алгебраическому виду:

$$[R_k] [I_k] + \delta [\Psi_k] + [g] = 0. \quad (1.37)$$

Подставив выражение (1.25) в (1.37), с учетом (1.20) и (1.22) получим:

$$[Z_k] [I_k] + \delta [B] [C]^T [A_{вм}] [U_{вм}] + [g] = 0, \quad (1.38)$$

где $[Z_k] = [R_k] + \delta [L]; \quad (1.39)$

$$[L] = [B] [C]^T [A_{вм}] [C] [B]^T + [L_k]. \quad (1.40)$$

Матрица $[L]$ записана согласно выражению (1.26).

Решив уравнение (1.38) относительно $[I_k]$, получим:

$$[I_k] - [Y_k] (\delta [B] [C]^T [A_{вм}] [U_{вм}] + [g]), \quad (1.41)$$

где $[Y_k] = [Z_k]^{-1}. \quad (1.42)$

Подставив уравнение (1.41) в выражение (1.1), с учетом выражений (1.4) и (1.20) получим

$$[\Phi] = [Y] [U_{вм}] + [L], \quad (1.43)$$

где $[Y] = [A_{вм}] - \delta [A_{вм}] [C] [B] [Y_k] [B] [C]^T [A_{вм}]; \quad (1.44)$

$$[L] = -[A_{вм}] [C] [B] [Y_k] [g]. \quad (1.45)$$

Подставив уравнение (1.43) в выражение (1.2), с учетом выражения (1.3) получим:

$$[G] [\varphi] = [E], \quad (1.46)$$

где $[G] = [A] [Y] [A]^T; [E] = -[A] [L]. \quad (1.47)$

Выражение (1.46), как и полученное ранее выражение (1.31), представляет собой систему нелинейных алгебраических уравнений. Как в одном, так и в другом случае, для расчета матричных коэффициентов, входящих в уравнения, необходимо выполнить операцию обращения, но матрица $[Z_k]$ в выражении (1.38) будет иметь обратную даже при наличии безындуктивных контуров. Это объясняется тем,

что в выражение для $[Z_k]$, кроме матрицы контурных индуктивностей $[L]$, входит матрица контурных сопротивлений $[R_k]$. Сопротивления всех ветвей электрической цепи конечны. В том числе и сопротивления ветвей, содержащих вентили в открытом состоянии, представляя собой вполне определенную конечную величину, которую можно рассчитать по прямой ветви вольт-амперной характеристики вентилей.

Таким образом, предложенный подход позволяет избежать появления особых контуров и уравнение (1.46) всегда будет иметь единственное решение.

К недостаткам данного подхода можно отнести его привязку к одному конкретному методу численного интегрирования. С другой стороны, система дифференциальных уравнений ЭМ является «жесткой», поэтому применение метода ФДН, который относится к категории высокоустойчивых методов численного интегрирования, является целесообразным. Идея этого подхода не нова, ранее она применялась для расчета переходных процессов в ЭМ и вентильных преобразователях [74]. В данной работе сделана попытка развить эту идею применительно к МЗК.

1.3. Расчет установившегося режима

Для расчета установившегося режима работы необходимо найти периодическое решение сформированной системы дифференциальных уравнений [90]. Поиск периодического решения через расчет переходного процесса связан с большим объемом вычислений и накоплением ошибки, поэтому целесообразно использовать методы, позволяющие исключить расчет переходного процесса [14, 44, 50, 55, 74, 86, 88, 89, 90]. Следует отметить, что существует и другой подход к задаче расчета установившегося режима, основанный на концепции гармонического баланса [48].

Задача отыскания периодического решения формулируется следующим образом [90]. Для уравнения

$$[Y]' = f([Y], t), \quad (1.48)$$

где $[Y]$ — вектор решения; t — момент времени, найти вектор начальных значений $[Y_0]$, удовлетворяющий условию:

$$[Y_0] - [Y([Y_0], T)] = 0. \quad (1.49)$$

где T — период повторяемости процесса, то есть вектор начальных значений должен совпадать с вектором решения через период повторяемости процесса.

Выражение (1.49) является системой нелинейных алгебраических уравнений, результатом решения которой является искомый вектор начальных значений. Эта система может быть решена различными способами. В [90] показано, что решение этой системы методом простых итераций по вычислительным затратам эквивалентно отысканию периодического решения через расчет переходного процесса. Поэтому в [90] предложено использовать для решения выражения (1.49) метод Ньютона.

Основной трудностью при использовании этого метода является определение матрицы Якоби. Практически единственным способом расчета матрицы Якоби в этом случае является ее численный расчет через малые приращения. Это ведет к необходимости $n+1$ -кратного интегрирования исходной системы уравнений на интервале времени T , где n — порядок системы уравнений. Очевидно, что такой подход пригоден лишь для задач, в которых интегрирование исходной системы уравнений на интервале времени T занимает незначительное время. Интегрирование системы уравнений, сформированной в п. 2.1 на интервале T , представляет собой задачу, достаточно «тяжелую» с точки зрения вычислительных ресурсов ввиду двух обстоятельств. Во-первых, на каждом шаге интегрирования необходимо решать систему нелинейных алгебраических уравнений высокого порядка (1.46). Во-вторых, как было показано в п. 2.2, для совмещенной ЭМ расчетный интервал T определяется самой низкой, а шаг интегрирования — самой высокой частотой рабочего процесса. Таким образом, применение данного подхода к рассматриваемой задаче нецелесообразно.

В работе [86] предложено решать систему уравнений (1.49) методом Стеффенсона. Этот вариант имеет меньший расход памяти по сравнению с методом Ньютона. Однако для выполнения одной итерации метод Стеффенсона, как и метод Ньютона, требует $n+1$ -кратного интегрирования исходной системы уравнений на интервале времени T .

В работе [55] вместо выражения (1.49) предложено использовать более простое условие:

$$[Y_{cp,уст}] - [Y_{cp}([Y_0])] = 0, \quad (1.50)$$

где $[Y_{cp,уст}]$ — вектор средних значений решения в установившемся режиме; $[Y_{cp}([Y_0])]$ — вектор средних значений решения.

Выражение для вектора средних значений решения имеет вид:

$$[Y_{cp}([Y_0])] = \frac{1}{T} \int_0^T [Y([Y_0], t)] dt. \quad (1.51)$$

Представив выражение (1.50) в виде целевой функции, получим

$$[\varphi([Y_0])] = 0. \quad (1.52)$$

Решение уравнения (1.52) может быть получено методом простых итераций:

$$[Y_0]^{k+1} = [Y_0]^k + [\varphi([Y_0]^k)], \quad (1.53)$$

где k — номер итерации.

Основным достоинством этого метода является его простота, кроме того, целевая функция (1.52) обеспечивает высокую скорость сходимости итерационной процедуры (см. выражение (1.53)), причем чем медленнее затухает переходный процесс, тем выше скорость сходимости (1.53). Кроме того, данный метод не чувствителен к погрешностям численного интегрирования, поскольку оперирует средними значениями вектора решения за период (см. выражение (1.51)). Необходимо отметить, что методы, основанные на решении уравнения (1.49), при появлении таких погрешностей могут давать неверный результат.

Данный метод не является универсальным, поскольку для его применения должен быть известен вектор средних значений решения в установившемся режиме $[Y_{cp,уст}]$. Однако во многих практических случаях определить $[Y_{cp,уст}]$ не представляет труда. Так, средние значения токов фаз СМ в установившемся режиме, как правило, равны нулю. Среднее значение тока в обмотке возбуждения СМ в установившемся режиме определяется приложенным напряжением и сопротивлением обмотки.

Таким образом, для расчета установившихся режимов работы СМБВ целесообразно использовать метод, изложенный в [55].

.....

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СОВМЕЩЕННОГО МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОГО БЕСЩЕТОЧНОГО ВОЗБУДИТЕЛЯ ДЛЯ РАСЧЕТА УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ

.....

2.1. Математическая модель магнитной цепи СМБВ на основе метода зубцовых контуров

2.1.1. Эквивалентная схема замещения магнитной цепи СМБВ

В соответствии с методом проводимости зубцовых контуров магнитная цепь СМБВ при моделировании заменяется ЭМСЗ [32, 33, 35, 39]. При переходе к ЭМСЗ от реальной магнитной цепи приняты следующие допущения. Магнитное поле в активной зоне принимается плоскопараллельным, его неоднородность вдоль оси машины учитывается введением расчетных аксиальных длин магнитопроводов и зазора. Вихревые токи и гистерезис в магнитопроводе отсутствуют.

При составлении схемы замещения в качестве расчетной области выбрана вся магнитная цепь возбудителя. Это обусловлено следующими обстоятельствами. В части полюсов СМБВ размещены постоянные магниты, в результате происходит неравномерное распределение маг-

нитного потока между полюсами. При этом характер неравномерного распределения магнитного поля зависит от режима работы возбудителя [71]. На рис. 2.1 и 2.2 приведены картины магнитного поля при двух значениях тока в обмотке возбуждения для одного и того же положения якоря относительно индуктора. Поэтому в качестве расчетной области была принята $1/(2p_{NS})$ часть магнитной цепи, где p_{NS} — число пар полюсов с постоянными магнитами. Кроме того, для упрощения конструкции возбудителя в промышленных образцах СМБВ катушки фаз A и B совмещенной якорной обмотки ОПВ размещаются в полюсных наконечниках в одной половине возбудителя, а катушки фаз C и D — в другой половине возбудителя. При этом в качестве расчетной области необходимо принять всю магнитную цепь СМБВ, что дает возможность обеспечить расчет аварийных несимметричных режимов совмещенного подвозбудителя с учетом влияния реакции ОПВ на процессы в возбудителе.

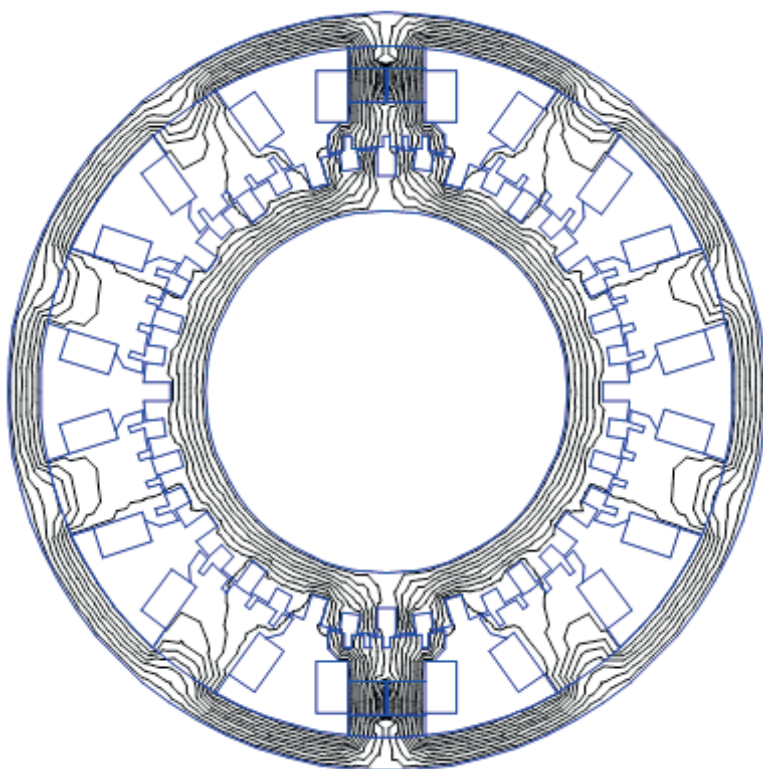


Рис. 2.1. Картина магнитного поля в активной зоне СМБВ типа ВБМ 59/7-10 на холостом ходу при $I_{\text{вв}} = 0$

Методика построения ЭМСЗ включает три этапа [45]. На первом этапе рассчитываются проводимости воздушного пространства между отдельными участками поверхностей магнитных сердечников. Расчет производится для ряда последовательных положений ротора относительно статора. На втором этапе, на основе предполагаемого распределения поля, строится схема замещения внутреннего объема сердечников и определяются проводимости ее элементов. На третьем этапе с помощью метода магнитных оболочек моделируются обмотки, токи которых являются источниками магнитного поля в магнитной цепи.

Разбиение поверхностей сердечников на участки выполняется исходя из предполагаемого характера распределения поля таким образом, чтобы в любом режиме работы машины каждый участок являлся поверхностью равного скалярного магнитного потенциала [45].

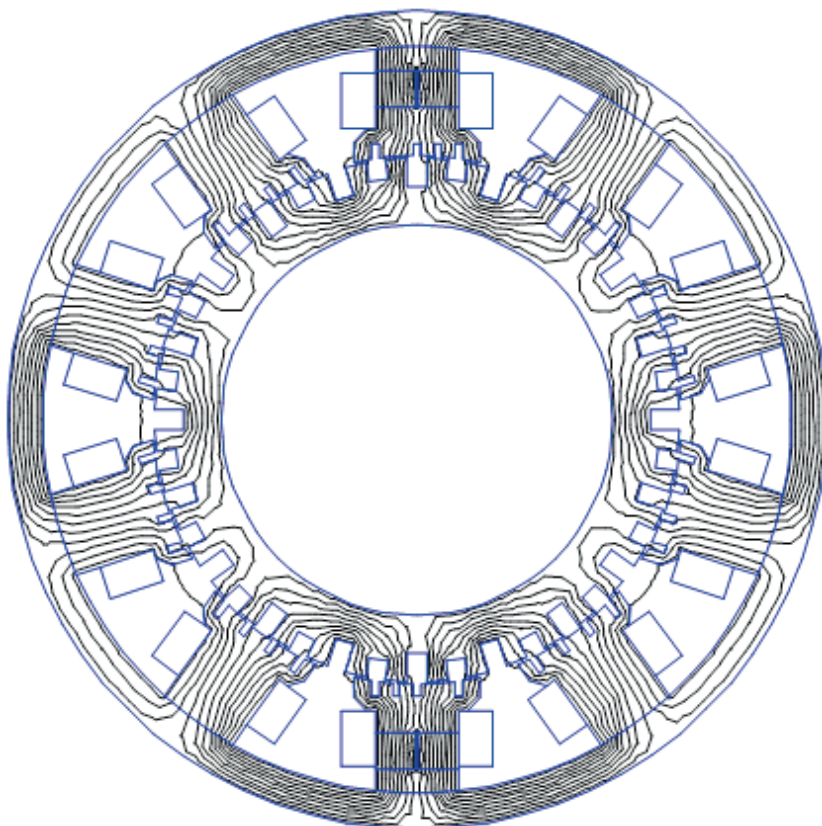


Рис. 2.2. Картина магнитного поля в активной зоне СМБВ типа ВБМ 59/7-10 на холостом ходу при $I_{\text{ВВ}} = I_{\text{ВВ ном}}$

Участки поверхности сердечников, заключенные между центрами обмотанных пазов, являются практически эквипотенциальными в любом режиме работы ЭМ, даже при значительных насыщениях магнитной цепи [45–47, 83]. Такие участки называют зубцовыми контурами [46].

На рис. 2.3 показано разбиение поверхностей сердечников, принятое для магнитной цепи СМБВ. При этом разбиение поверхности якоря выполнено с отступлением от понятия зубцового контура. Участки поверхности сердечников, заключенные между центрами обмотанных пазов, разбиты на две части. Такой подход, не нарушая общих принципов разбиения, позволяет сократить объем вычислений при расчете проводимостей между участками.

Проводимости между участками противоположащих сердечников соответствуют полю взаимоиנדукции, а проводимости между участками одного сердечника — полю рассеяния.

Поток взаимоиנדукции участка в значительной мере локализован и входит в противоположащий сердечник на протяжении нескольких ближайших зубцовых делений [46]. Поэтому считаем, что участок поверхности сердечника связан только с теми участками поверхности противоположащего сердечника, проекции которых на среднюю линию зазора пересекаются с соответствующей проекцией рассматриваемого участка.

Проводимости рассеяния слабо зависят от взаимного положения сердечников. Для практических расчетов с достаточной точностью их можно считать постоянными [45]. Для магнитной цепи СМБВ при построении ЭМСЗ учтены три составляющих потока рассеяния: поток пазового рассеяния якоря, поток пазового рассеяния индуктора и поток межполюсного рассеяния. В связи с этим ЭМСЗ включает элементы, обеспечивающие пути прохождения указанных потоков.

При построении ЭМСЗ сердечники разбиваются на элементарные объемы [63]. Внутри каждого элементарного объема выделено одно или несколько направлений прохождения потока. Поток в каждом из этих направлений считается равномерным, что позволяет выделить среднюю магнитную силовую линию для каждого предполагаемого направления потока. Таким образом, элементарный объем представляется в виде эквивалентной схемы замещения. Рассмотрим элементарный объем в форме прямоугольного параллелепипеда (см. рис. 2.4). Предполагаем, что в рассматриваемом элементарном

объеме магнитный поток проходит в трех направлениях, совпадающих с осями декартовой системы координат. В этом случае схема замещения данного элементарного объема принимает вид, показанный на рис. 2.5.

Приведенная схема замещения элементарного объема сердечника магнитной цепи описывается следующими системами уравнений:

$$\begin{aligned} \Lambda_{x1} &= \mu_{x1} \mu_0 \frac{2S_x}{l_x}; & \Lambda_{y1} &= \mu_{y1} \mu_0 \frac{2S_y}{l_y}; & \Lambda_{z1} &= \mu_{z1} \mu_0 \frac{2S_z}{l_z}; \\ \Lambda_{x2} &= \mu_{x2} \mu_0 \frac{2S_x}{l_x}; & \Lambda_{y2} &= \mu_{y2} \mu_0 \frac{2S_y}{l_y}; & \Lambda_{z2} &= \mu_{z2} \mu_0 \frac{2S_z}{l_z}. \end{aligned} \quad (2.1)$$

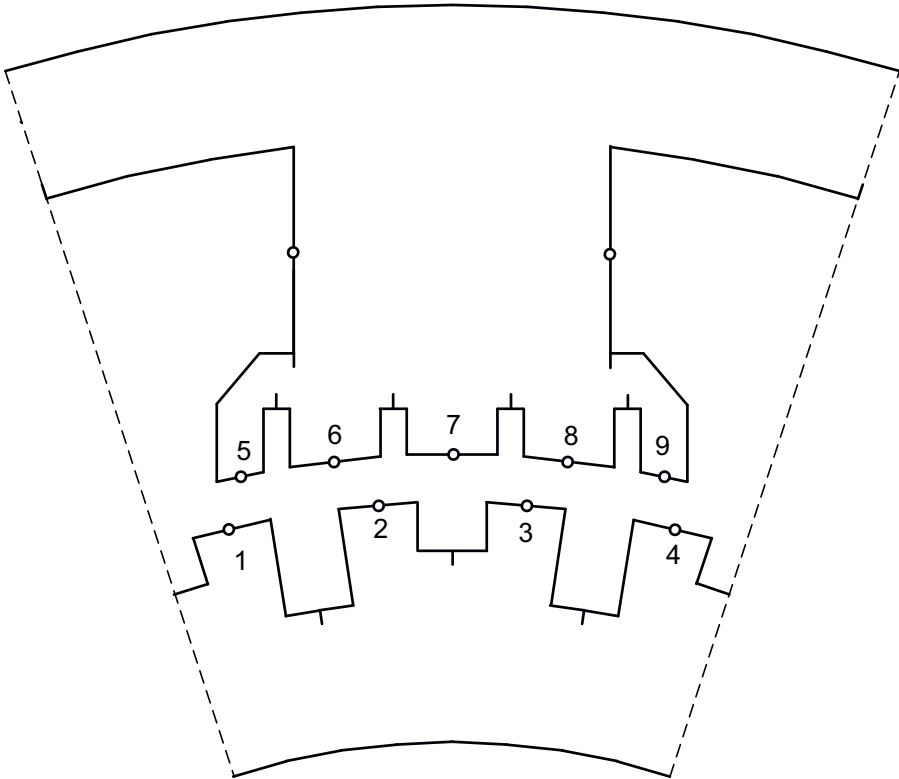


Рис. 2.3. Разбиение поверхностей якоря и индуктора на участки

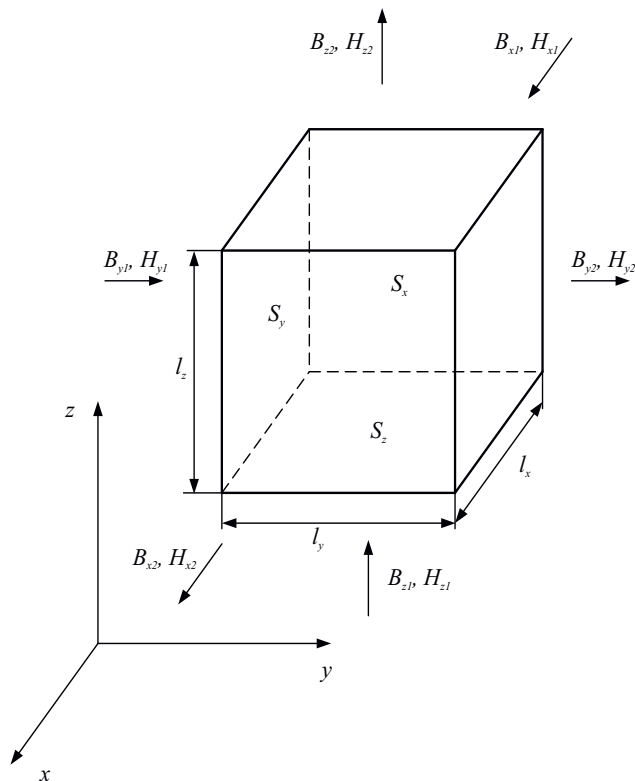


Рис. 2.4. Элементарный объем сердечника магнитной цепи

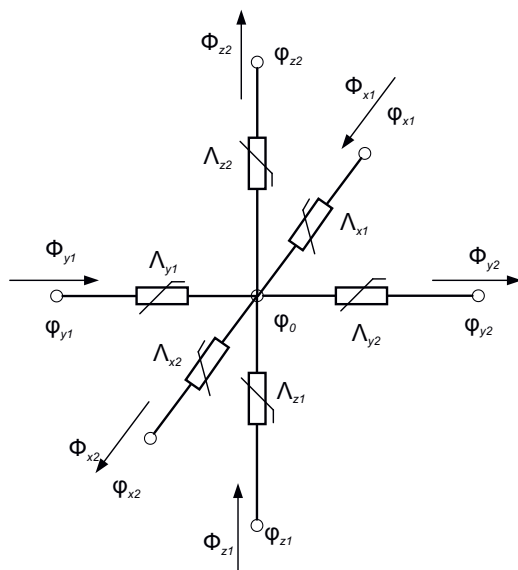


Рис. 2.5. Схема замещения элементарного объема сердечника магнитной цепи

$$\begin{aligned}
 \Phi_x &= B_x S_x; \quad \Phi_y = B_y S_y; \quad \Phi_z = B_z S_z; \\
 U_{mx1} &= \varphi_{x1} - \varphi_0 = \frac{1}{2} l_x H_{x1}; \\
 U_{mx2} &= \varphi_0 - \varphi_{x2} = \frac{1}{2} l_x H_{x2}; \\
 U_{my1} &= \varphi_{y1} - \varphi_0 = \frac{1}{2} l_y H_{y1}; \\
 U_{my2} &= \varphi_0 - \varphi_{y2} = \frac{1}{2} l_y H_{y2}; \\
 U_{mz1} &= \varphi_{z1} - \varphi_0 = \frac{1}{2} l_z H_{z1}; \\
 U_{mz2} &= \varphi_0 - \varphi_{z2} = \frac{1}{2} l_z H_{z2}.
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

При соединении эквивалентных магнитных схем замещения элементарных объемов образуется ЭМСЗ всего внутреннего объема сердечника.

Разбиение на элементарные объемы сердечников магнитной цепи СМБВ показано на рис. 2.6 и рис. 2.8. Схемы замещения, соответствующие принятому разбиению, показаны на рис. 2.7 и рис. 2.9.

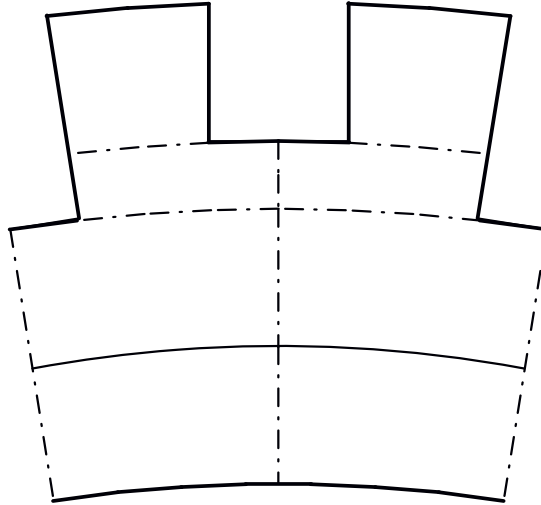


Рис. 2.6. Разделение сердечника якоря на элементарные объемы

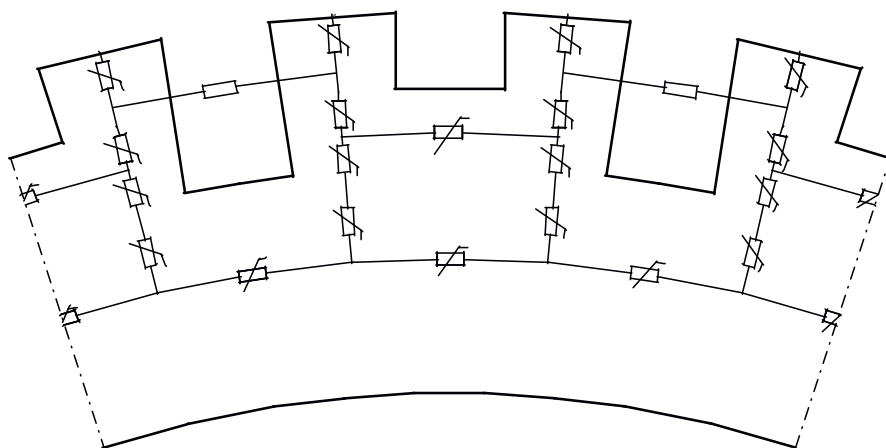


Рис. 2.7. ЭМСЗ сердечника якоря

Из-за различной глубины обмотанных пазов и фальшпазов якоря зубцовая зона якоря разбита на два слоя. При этом предполагается, что во внешнем зубцовом слое присутствует только радиальная, а в ярме якоря — только тангенциальная составляющая магнитного потока.

Предполагается также, что в зубцах индуктора существует только радиальная составляющая потока, а в участках станины — только тангенциальная. В остальных элементарных объемах сердечника индуктора предполагается существование как радиальной, так и тангенциальной составляющей потока.

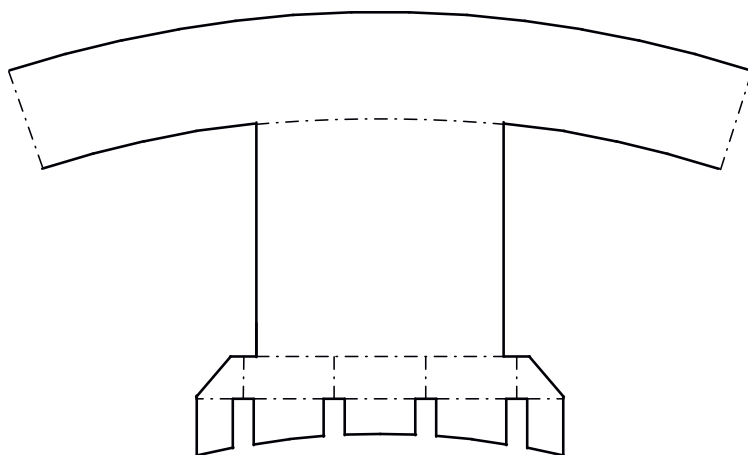


Рис. 2.8. Схема разбиения сердечника индуктора на элементарные объемы

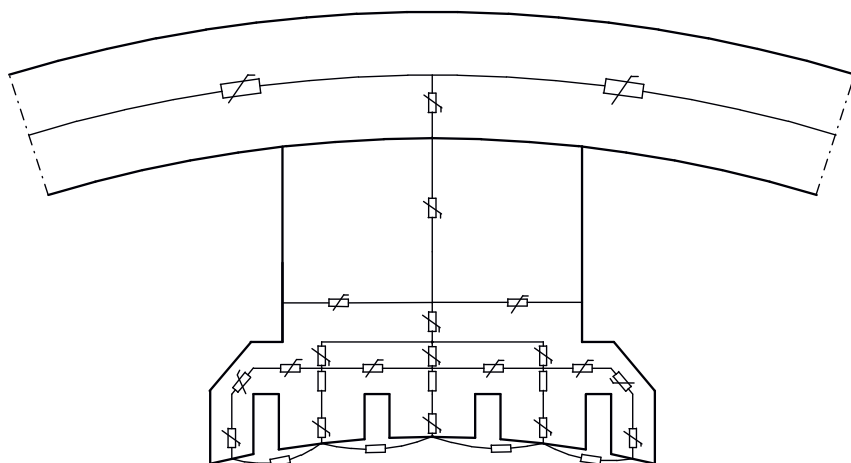


Рис. 2.9. ЭМСЗ сердечника индуктора

Построение ЭМСЗ полюсов комбинированного возбуждения выполнено с учетом потока в шпильках, служащих для крепления постоянных магнитов, в предположении, что магнитный поток в шпильке направлен вдоль ее оси.

Источниками магнитного поля в магнитной цепи СМБВ являются токи обмоток и размещенные в части полюсов постоянные магниты. Для удобства записи уравнений модели МДС постоянных магнитов представлена в схеме замещения эквивалентными токовыми витками. Таким образом, считаем, что магнитное поле в СМБВ создается только токами обмоток: обмотки возбуждения, эквивалентных витков, представляющих постоянные магниты, 4-фазной обмотки якоря и 4-фазной обмотки совмещенного подвозбудителя.

Токи обмоток моделируются сосредоточенными источниками МДС, располагающимися в ветвях ЭМСЗ следующим образом. Обмотки с токами представляются в виде совокупности магнитных оболочек, условно натянутых на поперечное сечение обмоток [45]. Каждая магнитная оболочка несет на себе условные магнитные заряды. Если ветвь ЭМСЗ пересекает магнитную оболочку, то скалярный магнитный потенциал в этой ветви претерпевает скачок, что эквивалентно появлению в ней сосредоточенного источника МДС.

4-фазная барабанная обмотка якоря для удобства размещения магнитных оболочек заменена эквивалентной в магнитном отношении кольцевой обмоткой. На рис. 2.10 представлен паз якоря, держащий катушки фаз А и С, причем ширина катушки фазы С для наглядности

уменьшена. Магнитные оболочки, условно натянутые на поперечные сечения катушек, показаны пунктирными линиями.

Ветвь $i+5$ пересекает магнитные оболочки двух катушек, следовательно, в этой ветви скалярный магнитный потенциал претерпевает скачок, обусловленный токами этих катушек. Величина этого скачка равна сумме полных токов катушек фаз A и C . В ЭМСЗ это отражается появлением в $i+5$ -й ветви двух сосредоточенных источников МДС F_a и F_c , величины которых равны полным токам соответствующих катушек. Ветвь $i+2$ пересекает только магнитную оболочку катушки фазы A , поэтому скачок скалярного магнитного потенциала обусловлен полным током этой катушки. Следовательно, ветвь $i+2$ будет содержать только МДС F_a .

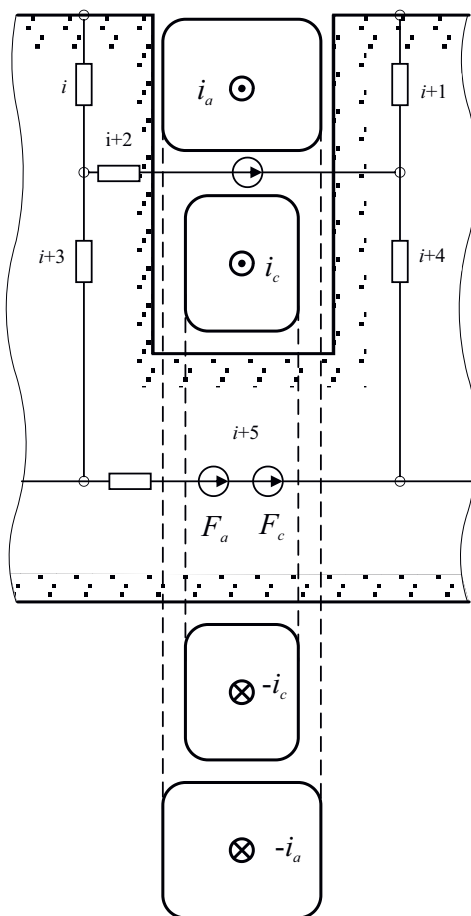


Рис. 2.10. Размещение источников МДС в ЭМСЗ якоря

Катушки обмотки возбуждения и якорной обмотки совмещенного подвозбудителя размещены таким образом, что магнитные оболочки удобно накладывать непосредственно на поперечные сечения катушек без каких-либо дополнительных преобразований. Рассмотрим полюс электромагнитного возбуждения. На нем размещены катушка обмотки возбуждения возбудителя и катушки двух фаз ОПВ, например, фаз A и B (см. рис. 2.11). Высота катушки фазы B ОПВ для наглядности уменьшена.

Ветвь i пересекает магнитную оболочку, условно натянутую на катушку обмотки возбуждения. Это обуславливает появление в этой ветви МДС F_B . Величина этой МДС равна полному току в обмотке возбуждения.

Ветви $i+2$ и $i+3$ пересекают магнитную оболочку, натянутую на катушку фазы A ОПВ, а ветви $i+3$ и $i+4$ пересекают магнитную оболочку, натянутую на катушку фазы B ОПВ. Следовательно, ветвь $i+2$ будет содержать МДС $F_{a\text{опв}}$, ветвь $i+3$ будет содержать МДС $F_{a\text{опв}}$ и $F_{b\text{опв}}$, а ветвь $i+4$ будет содержать только МДС $F_{b\text{опв}}$.

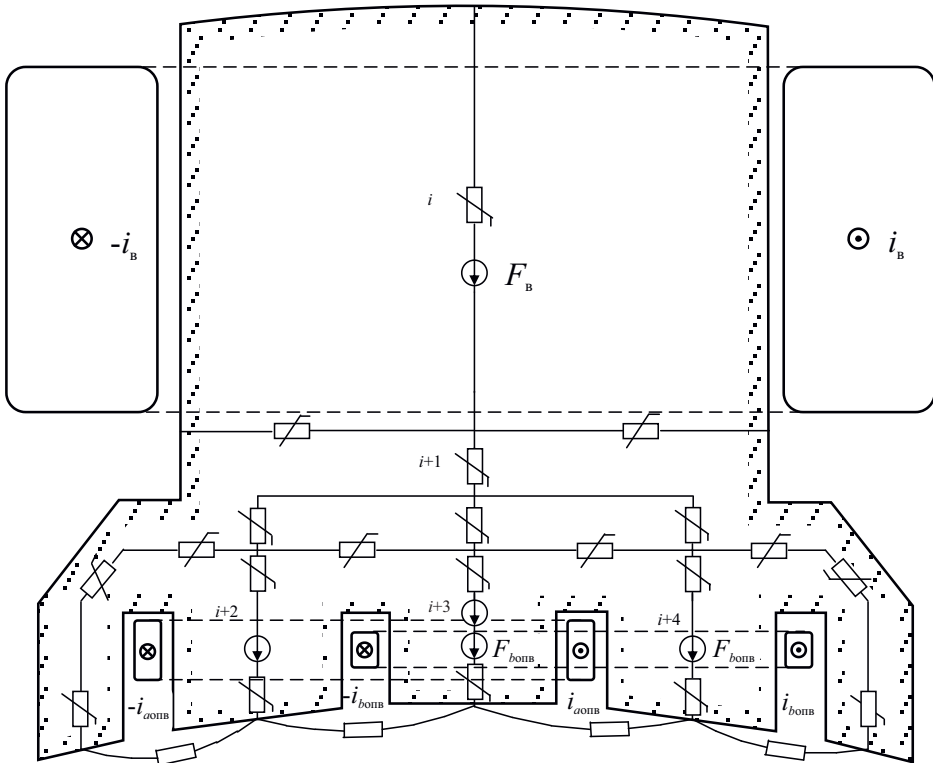


Рис. 2.11. Размещение источников МДС в ЭМС3 полюса электромагнитного возбуждения

Аналогичным образом моделируются катушки полюсов комбинированного возбуждения. Разница между полюсами электромагнитного и комбинированного возбуждения состоит в наличии постоянных магнитов, размещенных в полюсах комбинированного возбуждения (см. рис. 2.12), которые представлены в схеме замещения дополнительным витком с МДС, равной МДС постоянного магнита.

Ветвь i пересекает магнитную оболочку, натянутую на этот виток, что обуславливает появление в ней МДС F_{ns} . Величина этой МДС равна току витка, а ток витка, в свою очередь, равен МДС постоянного магнита.

Представление МДС постоянных магнитов токовыми витками позволяет сократить число членов в системе уравнений магнитной цепи, упростив тем самым выкладки при решении полной системы уравнений модели.

Математически связь между токами ветвей электрической цепи $[I_g]$, содержащих обмотки возбудителя, и МДС ветвей ЭМСЗ $[F]$ устанавливается с помощью матрицы связи $[C]$ [63].

$$[F] = [C] [I_g]. \quad (2.3)$$

Число строк матрицы $[C]$ равно числу ветвей ЭМСЗ магнитной цепи, число столбцов равно числу обмоток. Формирование матрицы $[C]$ осуществляется следующим образом. Строка матрицы $[C]$ соответствует ветви ЭМСЗ, столбец — ветви электрической цепи. Если i -я ветвь ЭМСЗ содержит источник МДС, величина которой определяется полным током катушки, входящей в j -ю ветвь электрической цепи, то соответствующий элемент C_{ij} равен числу витков этой катушки. Если источники МДС отсутствуют, то строки матрицы $[C]$, соответствующие ветвям ЭМСЗ, содержат нули.

Для описания связи между токами фаз A и B ОПВ и МДС ветвей полюса электромагнитного возбуждения, приведенного на рис. 2.11, фрагмент матрицы $[C]$ оформляется следующим образом:

$$\begin{array}{c|cc} & i_{a\text{ОПВ}} & i_{b\text{ОПВ}} \\ & \vdots & \vdots \\ i+2 & \cdots & w_{\theta\text{ОПВ}} & 0 & \cdots \\ i+3 & \cdots & w_{\theta\text{ОПВ}} & w_{b\text{ОПВ}} & \cdots \\ i+4 & \cdots & 0 & w_{b\text{ОПВ}} & \cdots \\ & \vdots & \vdots & & \end{array} \quad (2.4)$$

Матрица $[C]$ в транспонированном виде используется также для перехода от потоков ветвей ЭМСЗ к потокосцеплениям ветвей электрической цепи $[\Psi_e]$.

$$[\Psi_e] = [C]^t [\Phi]. \quad (2.5)$$

После транспонирования рассмотренный ранее фрагмент матрицы $[C]$ (2.4) будет иметь вид:

$$\begin{array}{cccc} & i+2 & i+3 & i+4 \\ & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdots & w_{\theta_{\text{опв}}} & w_{\theta_{\text{опв}}} & 0 & \cdots \\ \cdots & 0 & w_{b_{\text{опв}}} & w_{b_{\text{опв}}} & \cdots \\ & \vdots & \vdots & \vdots & \end{array} \quad (2.6)$$

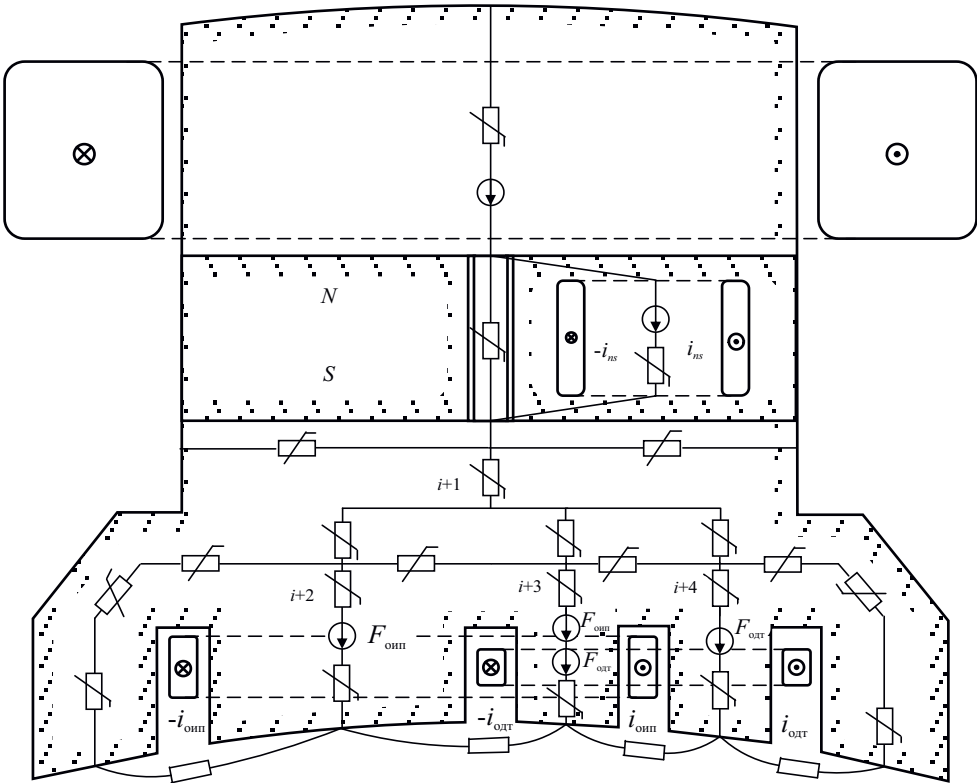


Рис. 2.12. Размещение источников МДС в ЭМСЗ полюса комбинированного возбуждения

Тогда при умножении матрицы $[C]'$ на вектор потоков ветвей ЭМСЗ $[\Phi]$ фрагмент вектора потокосцеплений ветвей электрической цепи $[\psi_e]$, соответствующий ветвям, содержащим фазы A и B ОПВ, будет иметь вид:

$$\begin{array}{c|c} \vdots \\ \psi_{a\text{ОПВ}} & w_{a\text{ОПВ}} \cdot \Phi_{i+2} + w_{a\text{ОПВ}} \cdot \Phi_{i+3} + \dots \\ \psi_{b\text{ОПВ}} & w_{b\text{ОПВ}} \cdot \Phi_{i+3} + w_{b\text{ОПВ}} \cdot \Phi_{i+4} + \dots \\ \vdots \end{array} \quad (2.7)$$

Фрагмент схемы замещения магнитной цепи СМБВ, построенной на основе приведенных выше рассуждений, показан на рис. 2.13.

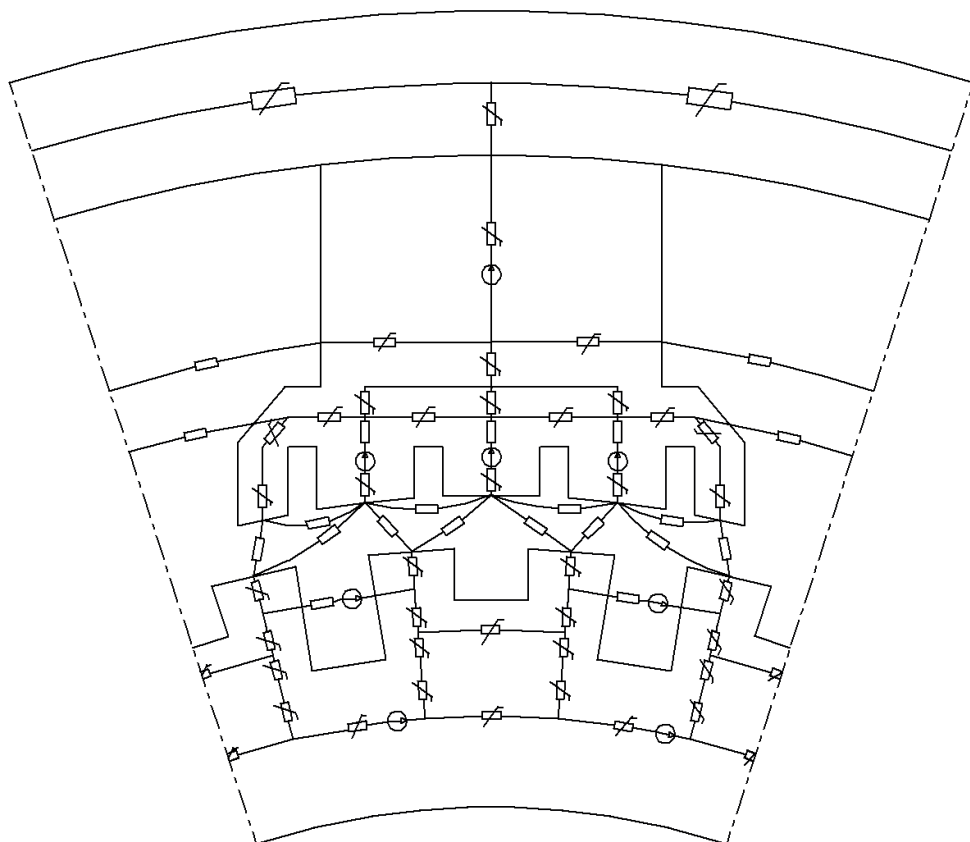


Рис. 2.13. Фрагмент ЭМСЗ СМБВ

2.1.2. Расчет магнитных проводимостей взаимоиндукции

Проводимости между участками сердечников можно определить путем наложения результатов расчета поля в зазоре при униполярных и при особых граничных условиях. При соблюдении определенных требований к конфигурации зубцовой зоны расчет взаимных проводимостей между участками сердечников можно выполнить исходя из расчета поля в зазоре только при особых граничных условиях [46]. Эти требования формулируются следующим образом. Обмотка должна быть достаточно углубленной в пазы, а участки, на которые разбивается поверхность сердечников, должны быть достаточно широкими.

Такой способ расчета проводимостей взаимоиндукции между участками сердечников в большинстве случаев дает хорошие результаты и использован в большом количестве работ [62–66, 71, 81]. Однако, как показали исследования, описанные в [83], при расчете ЭДС от высших гармонических составляющих поля в воздушном зазоре такой подход может давать погрешность. В этом случае для расчета взаимных проводимостей следует применять картину магнитного поля, полученную наложением результатов расчета при униполярных и при особых граничных условиях, или использовать результат расчета только при униполярных граничных условиях, принимая при этом проводимости пазового рассеяния, уменьшенными на величину $\mu_0 \cdot L_{nz} 2/\pi$ [47]. В [83] расчет взаимных проводимостей выполнен через расчет поля при униполярных граничных условиях. Результаты, полученные при этом, хорошо совпадают с результатами физического моделирования. В связи с этим в данном учебном пособии проводимости взаимоиндукции определялись на основе картины поля, полученной при униполярных граничных условиях.

При использовании метода МЗК для определения проводимостей взаимоиндукции обычно применяют метод конечных элементов. Этот метод дает весьма точные результаты и не имеет ограничений на конфигурацию расчетной области [83]. Но в этом случае расчет проводимостей взаимоиндукции необходимо выполнить многократно для ряда последовательных положений якоря относительно индуктора. При применении доступных программ конечно-элементного анализа магнитных полей типа QuickField или FEMM для каждого положения якоря относительно индуктора необходимо описать геометрию расчетной области, задать граничные условия, построить сетку, выполнить решение и, обработав полученное решение,

определить проводимости. Средства автоматизации этой процедуры в описанных программах отсутствуют. Такие средства доступны только в «тяжелых» пакетах конечно-элементного анализа типа ANSYS или FEMLAB. Поэтому использовать готовое решение на базе МКЭ для определения проводимостей взаимоиндукции не представляется возможным. Разработка собственной узкоспециализированной программы для расчета проводимостей нецелесообразна ввиду значительной трудоемкости.

В настоящем учебном пособии применен упрощенный метод определения взаимных проводимостей участков при униполярных граничных условиях, основанный на методе удельных магнитных сопротивлений (МУМС) [1, 18, 19, 20, 22–25, 26–29, 31, 32, 37, 41–43, 54, 56, 57, 59, 71].

Идея метода удельных магнитных сопротивлений состоит в использовании результатов расчета поля в зазоре ЭМ при односторонней зубчатости сердечников для расчета поля в зазоре при двухсторонней зубчатости.

Рассмотрим картину поля в воздушном зазоре при односторонней зубчатости при бесконечной магнитной проницаемости стали. Кривая распределения радиальной составляющей индукции на поверхности гладкого сердечника приведена на рис. 2.14. Поскольку магнитная проницаемость стали бесконечна, поверхности сердечников являются поверхностями равного скалярного магнитного потенциала. Разность потенциалов этих поверхностей представляет из себя МДС воздушного зазора F_δ .

Удельная магнитная проводимость воздушного зазора для точки с координатой x определяется выражением

$$\lambda(x) = \frac{B(x)}{F_\delta}. \quad (2.8)$$

Тогда удельное магнитное сопротивление воздушного зазора:

$$R(x) = \frac{1}{\lambda(x)}; \quad R(x) = \frac{F_\delta}{B(x)}. \quad (2.9)$$

При удалении от края паза в сторону центра зубца на $(1,5-2,0) \cdot \delta$ поле можно считать практически равномерным, с уровнем индукции B_δ [18].

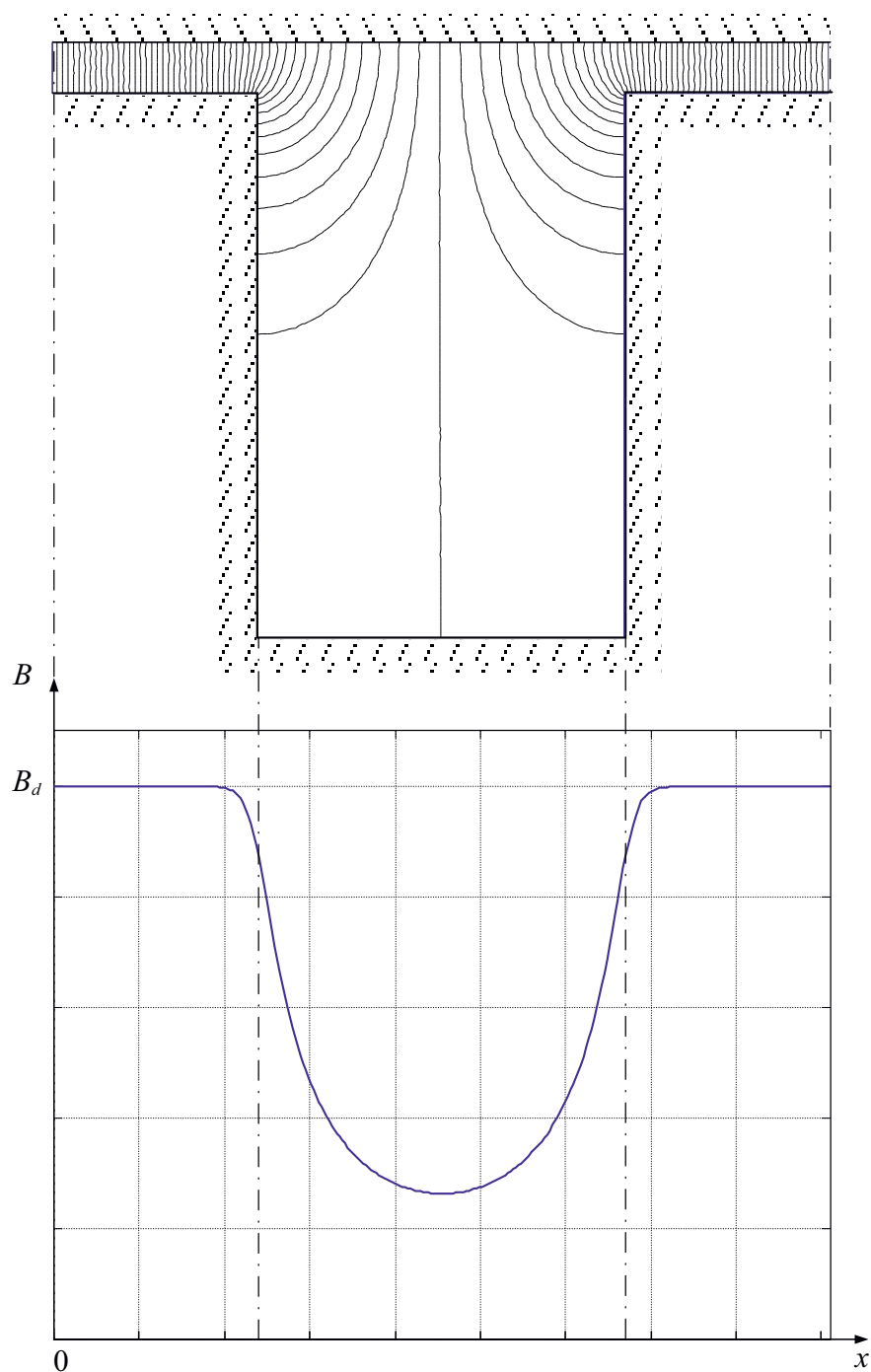


Рис. 2.14. Картина магнитного поля и распределение радиальной составляющей индукции на зубцовом делении при односторонней зубчатости

При равномерном распределении поля удельное магнитное сопротивление зазора определяется известным соотношением для удельного магнитного сопротивления гладкого зазора:

$$R_{\delta} = \delta / \mu_0. \quad (2.10)$$

Тогда МДС зазора равна:

$$F_{\delta} = B_{\delta} R_{\delta}. \quad (2.11)$$

Подставив выражение (2.11) в (2.9), получим:

$$R(x) = \frac{B_{\delta} \cdot R_{\delta}}{B(x)}. \quad (2.12)$$

В области пространства под пазом представим удельное магнитное сопротивление воздушного зазора $R(x)$ состоящим из двух последовательно включенных сопротивлений: удельного магнитного сопротивления гладкого воздушного зазора и удельного магнитного сопротивления паза. Величина удельного магнитного сопротивления гладкого воздушного зазора определяется выражением (2.10). Отсюда следует, что величина удельного магнитного сопротивления паза будет определяться следующей формулой:

$$R_n(x) = \frac{B_{\delta} \cdot R_{\delta}}{B(x)} - R_{\delta}, \text{ или } R_n(x) = R_{\delta} \left(\frac{B_{\delta}}{B(x)} - 1 \right). \quad (2.13)$$

Таким образом, исходя из кривой распределения радиальной составляющей индукции $B(x)$ можно установить распределение удельного магнитного сопротивления паза $R_n(x)$. Очевидно, что удельное магнитное сопротивление паза равно нулю вблизи центра зубца, т. к. поле в этой зоне равномерно $B(x) = B_{\delta}$, и выражение (2.13) обращается в нуль.

При наличии двусторонней зубчатости магнитной системы в области зазора удельное магнитное сопротивление воздушного зазора также можно представить в виде суммы удельного магнитного сопротивления гладкого зазора и удельных магнитных сопротивлений пазов сердечников;

$$R(x) = R_{\delta} + R_{\text{пя}}(x) + R_{\text{пи}}(x), \quad (2.14)$$

где $R_{\text{пя}}(x)$ и $R_{\text{пи}}(x)$ — зависимости удельных магнитных сопротивлений пазов якоря и индуктора.

Зависимость удельного магнитного сопротивления и его составляющих при двусторонней зубчатости приведена на рис. 2.15.

МУМС не накладывает ограничений на способ расчета распределения радиальной составляющей индукции $B(x)$ при односторонней зубчатости. В работе [91] предложено три различных способа расчета кривой $B(x)$, два из них связаны с применением аналитических аппроксимаций точного решения полевой задачи [5, 91], третий способ основан на численном решении полевой задачи по МКЭ.

Рассмотрим одну из аналитических аппроксимаций, используемую в настоящей работе. Эта аппроксимация получена для развернутого на плоскости паза бесконечной глубины с параллельными стенками представляет собой косинусоиду, амплитуда и период которой определяются в зависимости от геометрических размеров зубцовой зоны [91]. Вид этой аппроксимации приведен на рис. 2.16. Выражение для определения амплитуды B_0 имеет вид:

$$B_0 = \beta B_\delta, \quad (2.15)$$

где
$$\beta = \frac{1 + u^2 - 2u}{2(1 + u^2)}; \quad (2.16)$$

$$u = \frac{S}{2\delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{S}{2\delta}\right)^2}; \quad (2.17)$$

S — ширина паза; δ — величина воздушного зазора.

Период косинусоиды S' определяется следующим образом:

$$S' = \frac{4\delta}{\pi\beta} \left(\frac{S}{2\delta} \operatorname{arctg} \frac{S}{2\delta} - \ln \sqrt{1 + \left(\frac{S}{2\delta}\right)^2} \right). \quad (2.18)$$

Зависимость коэффициента β от отношения ширины паза S к величине воздушного зазора δ приведена на рис. 2.17. Этот коэффициент определяет относительную величину провала индукции под пазом.

Очевидно, что точность расчета с помощью приведенной аппроксимации будет зависеть от того, на сколько допущения, при которых получена аппроксимация, приемлемы для пазов реальной ЭМ.

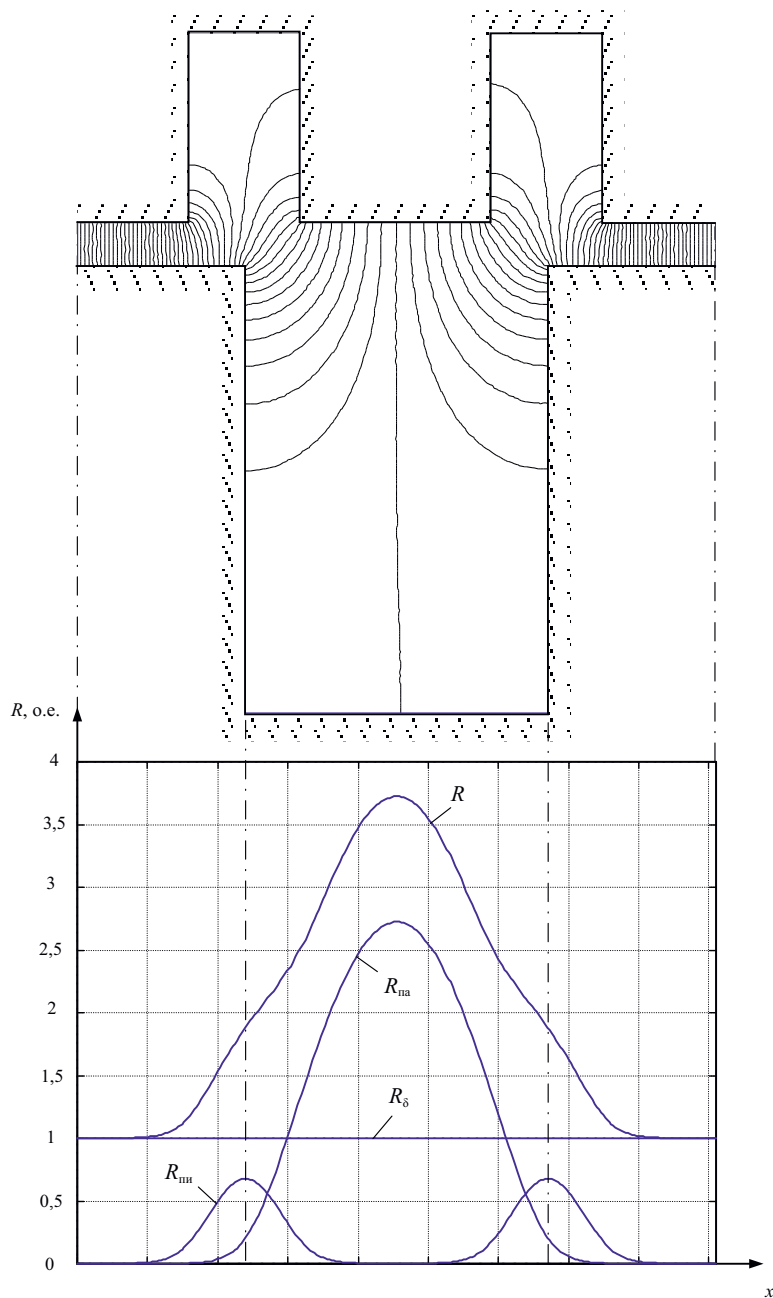


Рис. 2.15. Распределение удельного магнитного сопротивления и его составляющих на зубцовом делении при двусторонней зубчатости

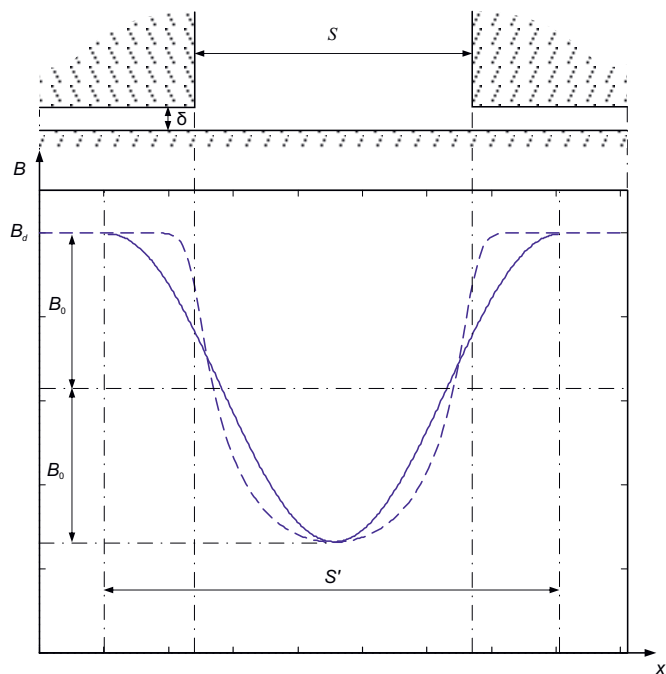


Рис. 2.16. Распределение радиальной составляющей индукции при односторонней зубчатости: — аналитическая аппроксимация [73]; - - - расчет по МКЭ

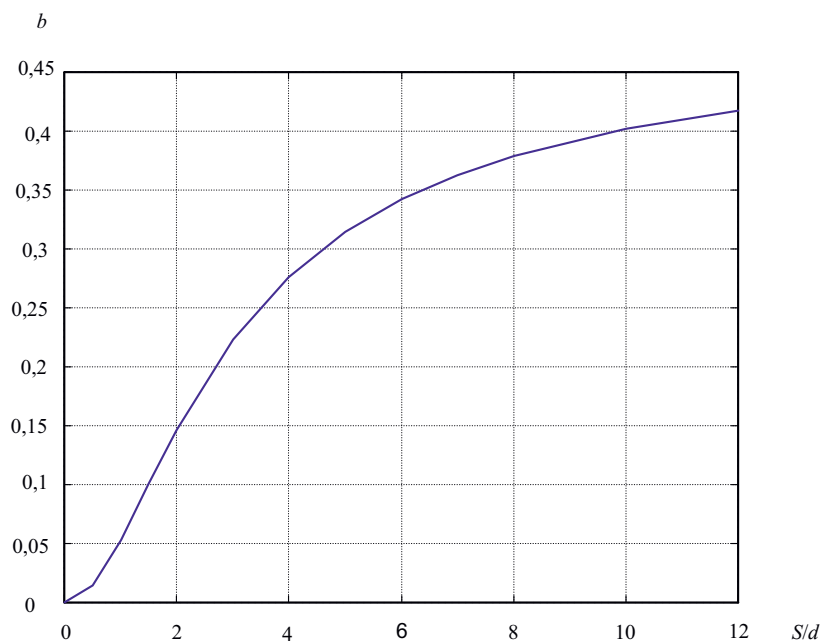


Рис. 2.17. Зависимость коэффициента β от отношения ширины паза S к величине воздушного зазора δ

В СМБВ пазы якоря и индуктора выполняются открытыми, с параллельными стенками и достаточно глубокими (глубина пазов превышает 2δ), в связи с этим можно допустить, что их глубина не влияет на распределение поля в зазоре. Следовательно, аппроксимация доходит для расчета удельных магнитных сопротивлений пазов якоря и индуктора СМБВ [91]. Это подтверждается при сравнении кривой распределения радиальной составляющей индукции, рассчитанной с помощью приведенной аппроксимации, и кривой, рассчитанной по МКЭ (см. рис. 2.16).

Несколько другим образом обстоит дело с расчетом распределения радиальной составляющей индукции в области межполюсных окон индуктора. Межполюсное окно индуктора можно рассматривать как широкий паз [18] и применять для него аппроксимацию [91], но геометрические соотношения, характерные для межполюсных окон, не являются типичными для пазов, в этом случае применение аппроксимации [91] приводит к погрешности при определении $B(x)$.

В связи с этим распределение радиальной составляющей индукции в зоне межполюсных окон целесообразно находить на базе расчета поля по МКЭ. При допущении, что сердечники имеют бесконечную магнитную проницаемость, расчетная область для определения радиальной составляющей индукции в области межполюсных окон представляет собой воздушный промежуток, ограниченный поверхностями сердечников и линиями симметрии поля.

При этом граничное условие для векторного магнитного потенциала на поверхностях сердечников имеет вид:

$$\frac{\partial A}{\partial n} = 0. \quad (2.19)$$

Граничные условия на линиях симметрии поля задаются следующим образом: на одной линии симметрии векторный магнитный потенциал $A = 0$, а на другой для векторного магнитного потенциала может быть задано произвольное ненулевое значение. Эта величина будет влиять лишь на масштаб полученного решения. Геометрия расчетной области, граничные условия и результаты расчета поля приведены на рис. 2.18. Зависимость радиальной составляющей индукции в области межполюсных окон приведена на рис. 2.19. На этом же рисунке приведено распределение радиальной составляющей индукции, полученное с помощью описанной выше аналитической аппроксимации. Как видно из рис. 2.19, в случае применения аналитической

аппроксимации индукция в зоне полюсного наконечника оказывается значительно заниженной, что приводит к погрешности при расчете зависимости $R(x)$.

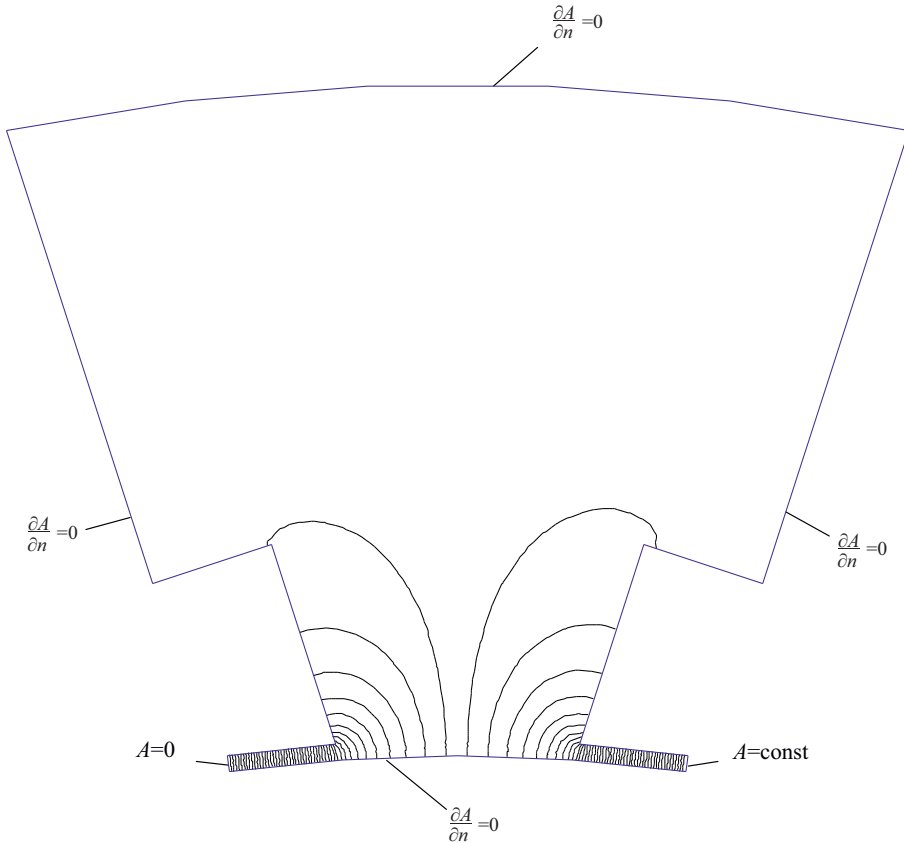


Рис. 2.18. Картина поля в расчетной области при расчете распределения радиальной составляющей индукции в зоне межполюсного окна

Детально метод удельных магнитных сопротивлений описан в работе [19], там же проведено сравнение результатов расчета поля по МУМС с результатами расчетов по МКЭ и методу конформных отображений. Сравнения выполнены для различных соотношений размеров зубцовых зон якоря индуктора. При геометрических соотношениях, характерных для зубцовой зоны СМБВ, максимальная погрешность МУМС при определении зубцовой составляющей магнитного поля по сравнению с МКЭ не превышает 9% [18].

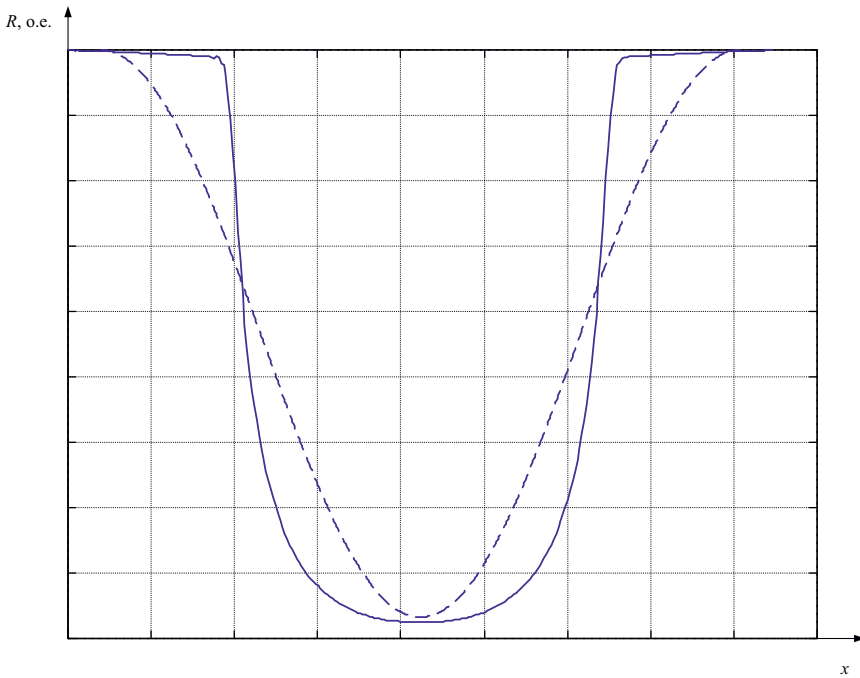


Рис. 2.19. Распределение радиальной составляющей индукции в зоне межполюсного окна при односторонней зубчатости; — расчет по МКЭ; - - - - аналитическая аппроксимация [90]

Рассмотрим зубцовую зону возбудителя (см. рис. 2.20). В соответствии с МУМС удельное магнитное сопротивление зазора можно рассматривать как сумму

$$R(x) = R_{\delta}(x) + R_{\text{пя}}(x) + R_{\text{пи}}(x) + R_{\text{мпо}}(x), \quad (2.20)$$

где $R_{\delta}(x)$ — удельное магнитное сопротивление гладкого зазора; $R_{\text{пя}}$ — удельное магнитное сопротивление пазов якоря; $R_{\text{пи}}$ — удельное магнитное сопротивление пазов индуктора; $R_{\text{мпо}}$ — удельное магнитное сопротивление межполюсных окон индуктора.

На основе распределения удельного магнитного сопротивления можно определить распределение удельной магнитной проводимости $\lambda(x)$:

$$\lambda(x) = \frac{1}{R(x)}. \quad (2.21)$$

По заданному характеру распределения можно установить проводимости взаимоиндукции, связывающие участки поверхностей якоря и индуктора, используя принятое ранее допущение. Предполагается,

что участок поверхности сердечника связан только с теми участками поверхности противоположного сердечника, проекции которых на среднюю линию зазора пересекаются с соответствующей проекцией рассматриваемого участка (рис. 2.20).

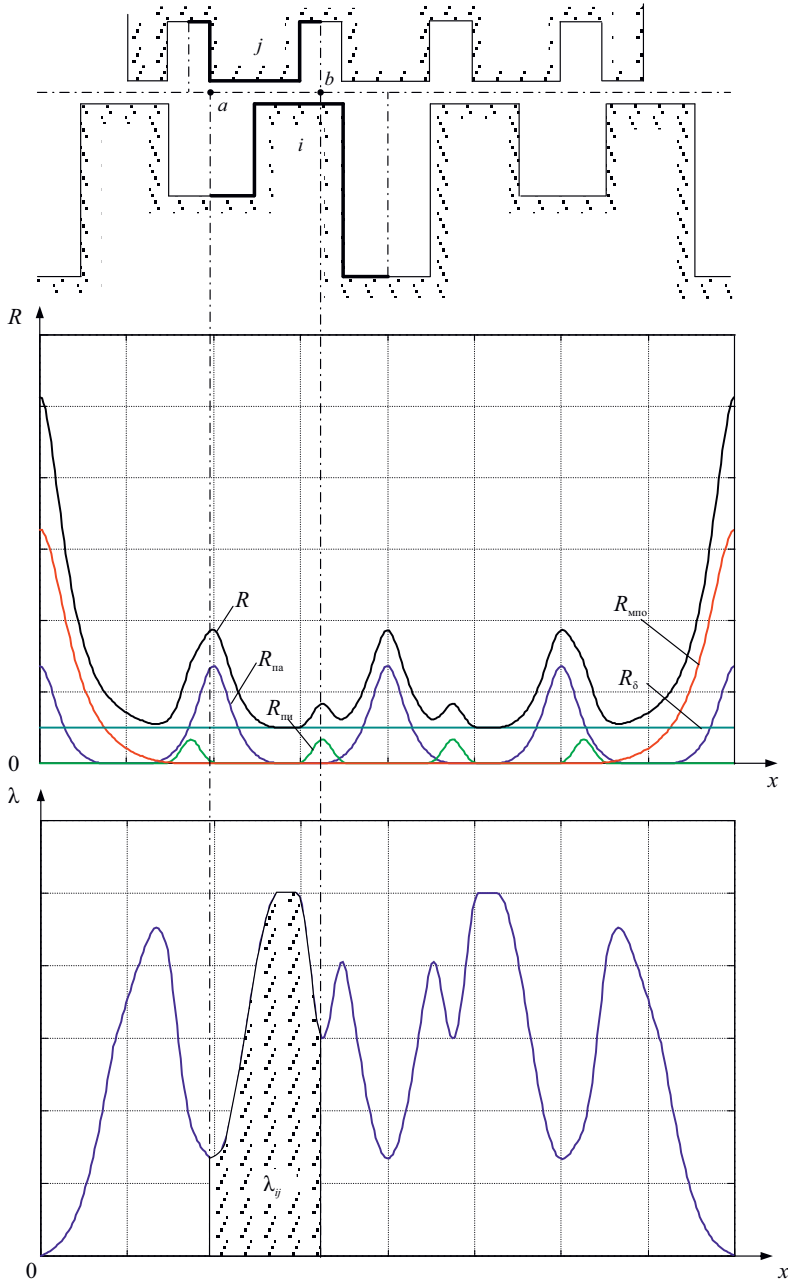


Рис. 2.20. Взаимная проводимость взаимоиндукции

Тогда проводимость, связывающую участки поверхности противоположащих сердечников, можно определить, проинтегрировав зависимость удельной магнитной проводимости в пределах пересечения проекций этих участков на среднюю линию зазора.

Проводимость между i -м участком якоря и j -м участком индуктора определяется как

$$\Lambda_{ij} = L \int_a^b \lambda(x) dx, \quad (2.22)$$

где L — расчетная длина машины.

Аналогичным образом определяются проводимости взаимоиндукции остальных участков.

2.1.3. Расчет магнитных проводимостей рассеяния

При построении ЭМСЗ магнитной цепи СМБВ учтены три составляющие потока рассеяния: поток пазового рассеяния якоря, поток пазового рассеяния индуктора и поток межполюсного рассеяния. ЭМСЗ включает элементы, обеспечивающие пути прохождения этих потоков.

В соответствии с [24, 25, 56] проводимости рассеяния пазов якоря и индуктора определяются исходя из равномерного распределения поля в пазу при бесконечной проводимости стали сердечников. При этих условиях проводимость рассеяния определяется как проводимость прямоугольного воздушного промежутка:

$$\Lambda_{\pi} = \mu_0 L h_{\pi} / b_{\pi}, \quad (2.23)$$

где L — расчетная длина машины; h_{π} — высота паза; b_{π} — ширина паза.

Поле рассеяния в пазу распределено неравномерно, основная часть потока рассеяния сосредоточена в верхней части паза. Приблизиться к реальной картине поля рассеяния можно путем разбиения паза на несколько слоев по высоте, считая поле равномерным на протяжении каждого слоя. Однако, в условиях, когда в качестве расчетной зоны принята вся магнитная цепь возбудителя, каждый дополнительный слой приводит к значительному возрастанию числа узлов ЭМСЗ и, как следствие, к значительному возрастанию размерности системы уравнений магнитной цепи.

Поток межполюсного рассеяния разделен на две части: поток рассеяния сердечника полюса и поток рассеяния полюсного наконечника. Проводимости, соответствующие этим потокам, могут быть расчи-

таны по известным формулам, которые применяются при проектировании синхронных машин [15]. Однако выбор подходящих выражений и их оценка по отношению к нетрадиционной конструкции представляют собой достаточно трудоемкую задачу. Поэтому проводимости межполюсного рассеяния рассчитаны на основе решения поля по МКЭ с помощью программы конечно-элементного анализа FEMM 3.0.

При условии, что магнитная проницаемость сердечников принята бесконечной, в качестве расчетной области взят воздушный промежуток, ограниченный поверхностями сердечников и линиями симметрии поля. При этом граничные условия для векторного магнитного потенциала на поверхностях сердечников определяются выражением (2.19). На линиях симметрии поля для векторного магнитного потенциала заданы нулевые граничные условия $A = 0$.

Источниками магнитного поля являются токи, равномерно распределенные по сечениям катушек обмотки возбуждения. Ввиду того, что задача линейная, значение тока обмотки возбуждения может быть произвольным, отличным от нуля; оно влияет только на масштаб решения. Расчетная область, граничные условия и результаты расчета поля показаны на рис. 2.21.

Согласно закону Ома для магнитной цепи магнитная проводимость Λ равна:

$$\Lambda = \Phi / F, \quad (2.24)$$

где Φ — магнитный поток; F — МДС, действующая в магнитной цепи.

Поскольку обмотка представлена одним эквивалентным витком, то МДС, действующая в магнитной цепи, равна удвоенному значению тока обмотки возбуждения $2I_{\text{в}}$. Сама же магнитная цепь может быть разбита на три параллельных участка. Первый соответствует потоку взаимной индукции, второй — потоку рассеяния полюсного наконечника, а третий — потоку рассеяния сердечника полюса.

Таким образом, определив поток рассеяния полюсного наконечника $\Phi_{\text{бпн}}$ и поток рассеяния сердечника полюса $\Phi_{\text{бп}}$, можно рассчитать соответствующие проводимости $\Lambda_{\text{бпн}}$ и $\Lambda_{\text{бп}}$:

$$\Lambda_{\text{бпн}} = \Phi_{\text{бпн}} / (2I_{\text{в}}); \quad (2.25)$$

$$\Lambda_{\text{бп}} = \Phi_{\text{бп}} / (2I_{\text{в}}). \quad (2.26)$$

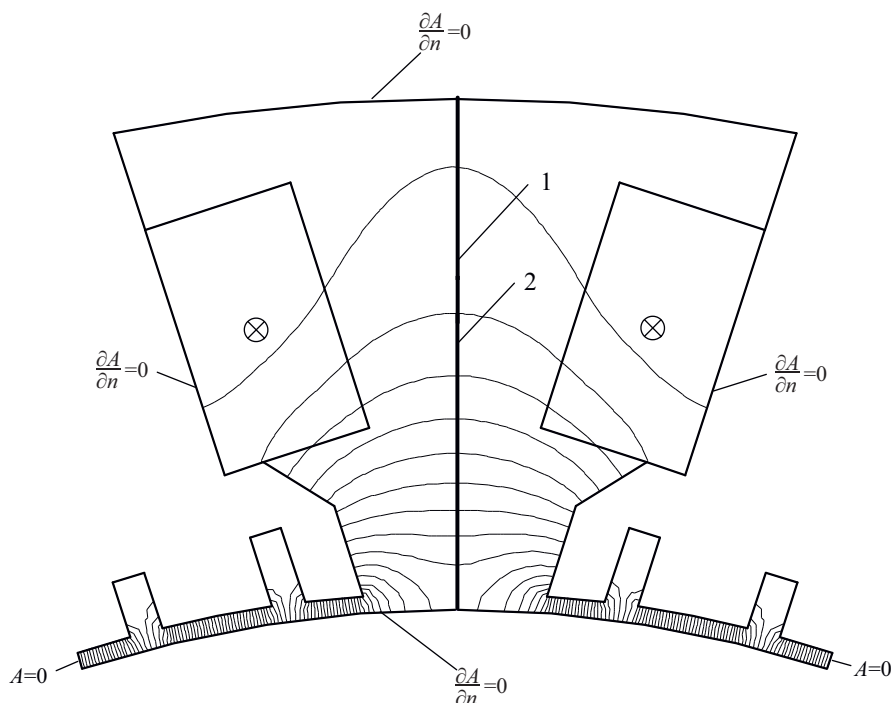


Рис. 2.21. Картина поля в расчетной области при расчете проводимостей межполюсного рассеяния

Потоки $\Phi_{\text{бпн}}$ и $\Phi_{\text{бп}}$ определялись следующим образом: поток рассеяния полюсного наконечника $\Phi_{\text{бпн}}$ равен потоку через контур 2, а поток рассеяния сердечника полюса $\Phi_{\text{бп}}$ равен потоку через контур 1 (рис. 2.21).

2.1.4. Расчет магнитных проводимостей ферромагнитных участков

Элементарные объемы, полученные при разбиении сердечников якоря и индуктора, в большинстве своем имеют более сложную форму, чем рассмотренный ранее элементарный объем в форме прямоугольного параллелепипеда. Расчет магнитных проводимостей ветвей ЭМСЗ, эквивалентирующих эти элементарные объемы, выполнялся путем введения расчетных сечений и длин.

Участки внешнего зубцового слоя якоря представляют собой кольцевые сегменты (см. рис. 2.6). Принято, что во внешнем зубцовом слое существует только радиальная составляющая магнитного потока. Для расчета магнитной проводимости этого слоя выбиралось сечение, находящееся на $1/3$ высоты зубца.

$$\Lambda_{\text{зя}} = \mu_{\text{зя}} \cdot \mu_0 L b_{\text{зя}1/3} / h_{\text{зя}}, \quad (2.27)$$

где $\mu_{\text{зя}}$ — магнитная проницаемость зубца якоря; L — расчетная длина машины; $b_{\text{зя}1/3}$ — ширина зубца на 1/3 его высоты; $h_{\text{зя}}$ — высота зубца.

Участки ярма якоря также представляют собой кольцевые сегменты. Предполагается, что в них существует только тангенциальная составляющая потока. Выражение для расчета проводимости участков ярма имеет вид:

$$\Lambda_j = \mu_j \cdot \mu_0 \cdot L \cdot h_j / l_{j \text{ ср}}, \quad (2.28)$$

где μ_j — магнитная проницаемость ярма; h_j — высота ярма; $l_{j \text{ ср}}$ — длина средней линии кольцевого сегмента.

Зубцы индуктора имеют форму прямоугольного параллелепипеда, усеченного цилиндрической поверхностью (см. рис. 2.8), для расчета магнитной проводимости которых принималась магнитная силовая линия, проходящая по оси зубца.

$$\Lambda_{\text{зи}} = \mu_{\text{зи}} \cdot \mu_0 \cdot L \cdot b_{\text{зи}} / l_{\text{зи ср}}, \quad (2.29)$$

где $\mu_{\text{зи}}$ — магнитная проницаемость зубца индуктора; $b_{\text{зи}}$ — ширина зубца индуктора; $l_{\text{зи ср}}$ — длина средней силовой линии зубца индуктора.

2.1.5. Система уравнений магнитной цепи СМБВ

В выше приведенных материалах разработана ЭМСЗ магнитной цепи СМБВ (см. рис. 2.13). Согласно рассмотренному выше способу формирования системы уравнений магнитной цепи ЭМСЗ представлена состоящей из обобщенных ветвей. Каждая обобщенная ветвь включает в себя линейный либо нелинейный элемент и источник МДС. Закон Ома в векторно-матричной форме будет иметь вид:

$$[\Phi] = [\Lambda_{\text{вм}}] [U_{\text{вм}}] + [\Lambda_{\text{вм}}] [F], \quad (2.30)$$

где $[\Phi]$, $[\Lambda_{\text{вм}}]$, $[U_{\text{вм}}]$, $[F]$ — соответственно вектор-столбец потоков, диагональная матрица проводимостей, вектор-столбец магнитных напряжений и вектор-столбец МДС ветвей ЭМСЗ.

Топологические уравнения записаны на основе узловой матрицы:

$$[A] [\Phi] = 0, \quad (2.31)$$

В транспонированном виде узловая матрица связывает магнитные напряжения ветвей $[U_{\text{м}}]$ со скалярными магнитными потенциалами узлов $[\varphi]$ ЭМСЗ:

$$[U_{\text{вм}}] = [A]^t [\varphi]. \quad (2.32)$$

Выражения ((2.30)— (2.32)) составляют полную систему уравнений магнитной цепи СМБВ.

2.2. Математическая модель электрической цепи СМБВ

Электрическая цепь СМБВ включает в себя: обмотку якоря возбудителя, подключенную через 4-фазный неуправляемый мостовой преобразователь на обмотку возбуждения возбуждаемой СМ, обмотку якоря совмещенного подвозбудителя, включенную через 4-фазный управляемый мостовой преобразователь на обмотку возбуждения возбудителя, обмотку питания АРВ и обмотку датчика тока ротора, нагрузкой которых являются цепи управления возбудителем.

При моделировании приняты следующие допущения. Обмотка возбуждения возбудителя питается от внешнего источника напряжения, при этом совмещенный подвозбудитель работает на эквивалентную нагрузку. Поскольку обмотка возбуждения возбудителя имеет значительную индуктивность, выпрямленный ток совмещенного подвозбудителя считаем сглаженным, поэтому в качестве эквивалентной нагрузки совмещенного подвозбудителя использован источник тока.

Обмотка возбуждения возбуждаемой СМ также имеет значительную индуктивность, поэтому выпрямленный ток якоря возбудителя также считаем сглаженным. В качестве эквивалентной нагрузки возбудителя также использован источник тока.

Поскольку мощности источника питания АРВ и датчика тока ротора малы по сравнению с мощностями возбудителя и подвозбудителя, считаем, что токи этих обмоток не оказывают влияния на процессы в магнитной цепи возбудителя. Поэтому при моделировании эти обмотки считаются разомкнутыми.

Расчетная схема электрической цепи СМБВ, построенная с использованием принятых допущений, приведена на рис. 2.22.

В расчетную схему замещения введен дополнительный контур, несуществующий в реальной электрической цепи. Этот контур включает в себя запитанные от источника тока эквивалентные витки, моделирующие МДС постоянных магнитов. Ток источника равен МДС постоянных магнитов.

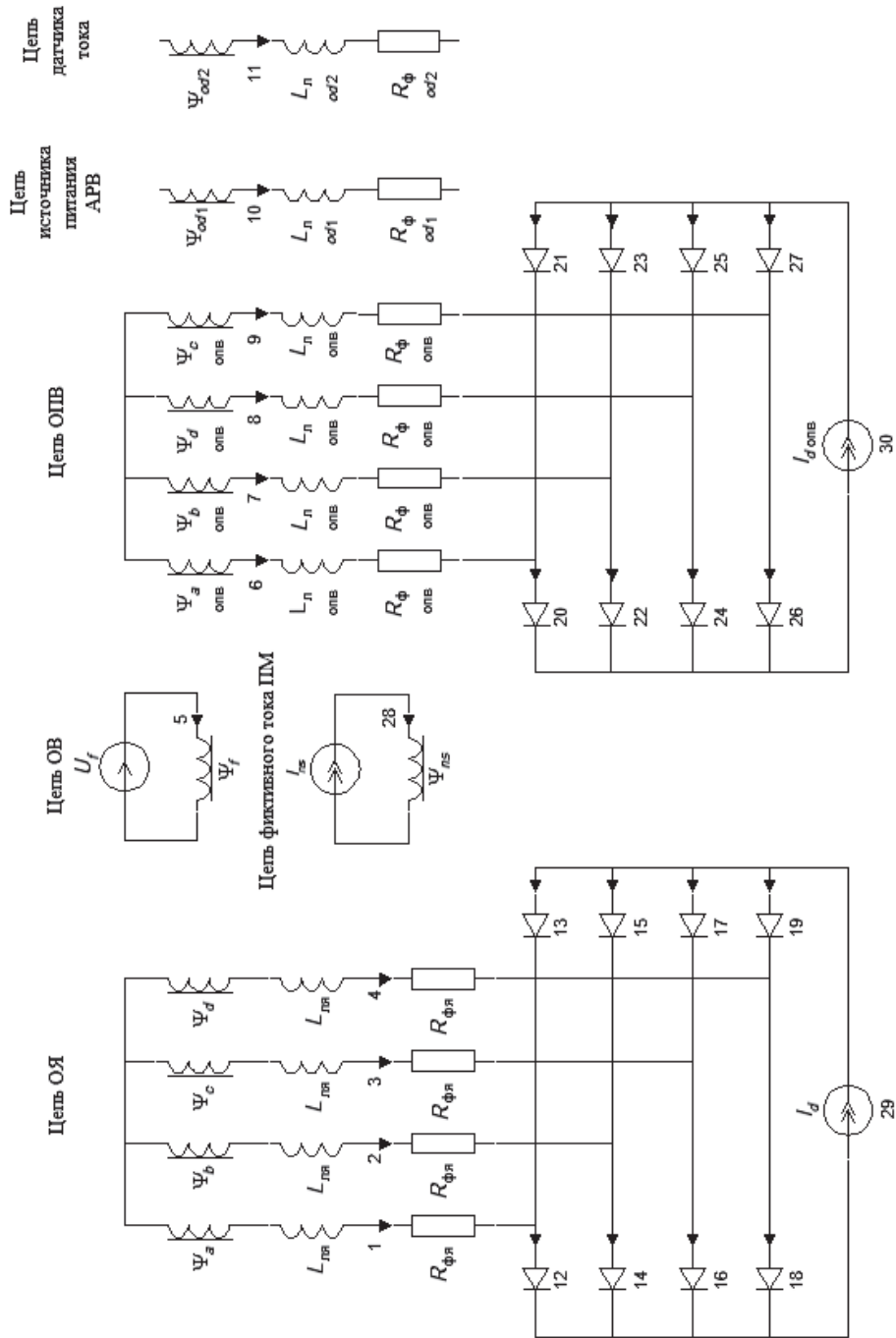


Рис. 2.22. Расчетная схема электрической цепи СМБВ

Структура расчетной схемы остается постоянной вне зависимости от числа работающих вентилях. Цепи, содержащие вентили, представлены ветвями с дискретно изменяющимися активными сопротивлениями. Сопротивления определялись по прямой и обратной ветвям вольт-амперной характеристики вентиля.

Процессы в рассматриваемой электрической цепи описываются системой дифференциальных уравнений состояния ветвей электрической цепи совместно с топологическими уравнениями:

$$[u_e] - [R_e] [I_e] - [\Psi_e]' + [E_e] = 0, \quad (2.33)$$

$$[B] [u_e] = 0, \quad (2.34)$$

где $[\psi_e]$ — вектор мгновенных потокосцеплений ветвей электрической цепи; $[u_e]$ — вектор мгновенных напряжений ветвей; $[R_e]$ — диагональная матрица активных сопротивлений ветвей; $[I_e]$ — вектор-столбец токов ветвей; $[E_e]$ — вектор-столбец ЭДС ветвей; $[B]$ — топологическая контурная матрица.

Топологическая контурная матрица устанавливает принадлежность ветвей электрической цепи к контурам. При формировании матрицы $[B]$ необходимо, чтобы выбранные контуры являлись независимыми, иначе полученная система уравнений будет иметь множество решений. Поэтому контурная матрица формировалась с помощью графа электрической цепи [73]. Граф рассматриваемой электрической цепи показан на рис. 2.23. Ветви, отнесенные к дереву графа, показаны сплошными линиями, а ветви, отнесенные к связям графа, — пунктирными.

Токи ветвей, содержащих источники тока, являются известными, что накладывает дополнительное ограничение на выбор дерева графа. Токи этих ветвей должны попасть в число независимых переменных, следовательно, ветви, содержащие источники тока, должны быть отнесены к связям графа.

После того как построен граф цепи и выбрано его дерево, контуры образуются путем поочередного присоединения связей графа к дереву.

Для удобства записи уравнений использовано следующее правило нумерации ветвей и контуров. Сначала нумеруются ветви и контуры, не содержащие источников тока, а затем ветви и контуры, которые содержат источники тока.

Подставив выражение (2.33) в (2.34), перейдем к контурным величинам:

$$[I_e] = [B]^t [I_k]; \quad (2.35)$$

$$[R_{\kappa}] = [B] [R_{\theta}] [B]^t; \quad (2.36)$$

$$[\Psi_{\kappa}] = [B] [\Psi_{\theta}]; \quad (2.37)$$

$$[E_{\kappa}] = [B] [E_{\theta}]; \quad (2.38)$$

$$[E_{\kappa}] = [R_{\kappa}] [I_{\kappa}] + [\Psi_{\kappa}]'. \quad (2.39)$$

Часть компонентов вектора контурных токов $[I_{\kappa}]$ является известной, поскольку ветви, содержащие источники тока, отнесены к связям графа. Поэтому для последующего решения необходимо разделить вектор контурных токов $[I_{\kappa}]$ на известную и неизвестную части.

$$[I_{\kappa}] = \begin{bmatrix} [I_{\kappa 1}] \\ [I_{\kappa 2}] \end{bmatrix}, \quad (2.40)$$

где $[I_{\kappa 1}]$ — вектор неизвестных контурных токов; $[I_{\kappa 2}]$ — вектор известных контурных токов.

С учетом этого уравнение (2.39) будет иметь вид:

$$[E_{\kappa}] = [R_{\kappa 1}] [I_{\kappa 1}] + [R_{\kappa 2}] [I_{\kappa 2}] + [\Psi_{\kappa}]'. \quad (2.41)$$

Матричные коэффициенты при контурных токах определяются следующим образом. Рассмотрим топологическую контурную матрицу $[B]$, составленную для некой электрической цепи, содержащей n ветвей и k контуров:

$$[B] = \begin{bmatrix} B_{11} & \cdots & B_{1,n-1} & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & 0 \\ B_{k-1,1} & \cdots & B_{k-1,n-1} & 0 \\ B_{k,1} & \cdots & B_{k,n-1} & B_{k,n} \end{bmatrix}. \quad (2.42)$$

Допустим, что одна из ветвей содержит источник тока, и ее ток известен. Тогда, согласно введенным правилам нумерации эта ветвь будет иметь номер n , а контур, содержащий ее, — номер k .

Введем две вспомогательные матрицы B_{1u} и B_{2u} , полученные из исходной матрицы $[B]$ следующим образом. Вычеркнем из матрицы $[B]$ столбцы, соответствующие ветвям с источниками тока. В рассматриваемом случае это будет последний столбец. Затем разобьем оставшуюся часть на две подматрицы, одна из которых содержит строки, соответствующие контурам без источников тока, а вторая — контурам с источниками тока.

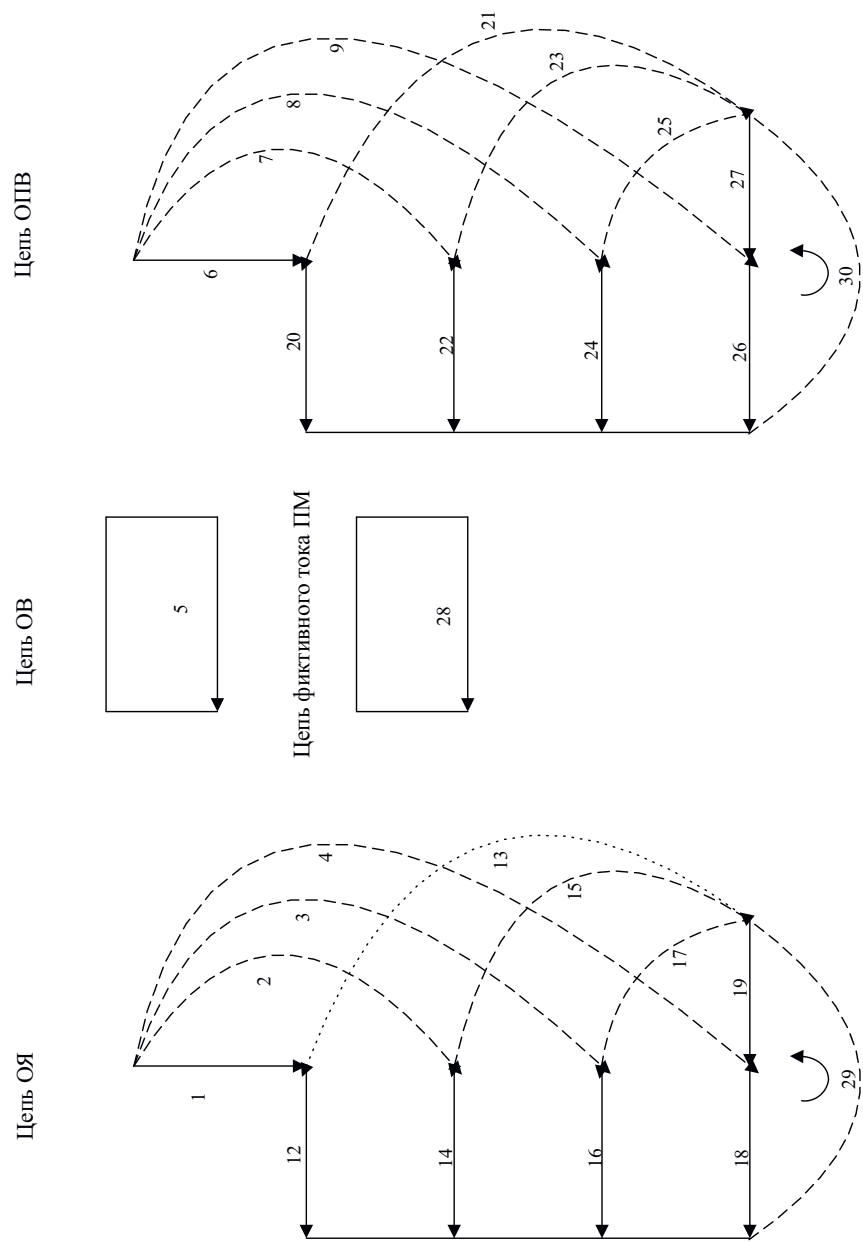


Рис. 2.23. Граф расчетной схемы электрической цепи СМБВ

$$[B_{1u}] = \begin{bmatrix} B_{11} & \cdots & B_{1,n-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{k-1,1} & \cdots & B_{k-1,n-1} \end{bmatrix}; \quad (2.43)$$

$$[B_{2u}] = [B_{k,1} \dots B_{k,n-1}]. \quad (2.44)$$

Тогда выражения для R_{k1} и R_{k2} будут иметь вид:

$$[R_{k1}] = [B_{1u}] [R_{\theta I}] [B_{1u}]; \quad (2.45)$$

$$[R_{k2}] = [B_{1u}] [R_{\theta I}] [B_{2u}], \quad (2.46)$$

где

$$[R_{\theta I}] = [R_{\theta}]_{1 \dots n-1}. \quad (2.47)$$

Суть описанного подхода состоит в следующем. Уравнения, соответствующие контурам с источниками тока, не рассматриваются, а влияние этих контуров учитывается дополнительным падением напряжения в ветвях дерева графа, в которые входят контуры с источниками тока. В выражении (2.42) влияние контуров с источниками тока учтено членом $[R_{k2}] \cdot [I_{k2}]$.

Аналогичные соотношения использовались при записи выражения для вектора контурных потокосцеплений:

$$[\Psi_{kI}] = [B_{1u}] [\Psi_{\theta M}] + [L_{kI}] [I_{kI}] + [L_{k2}] [I_{k2}]; \quad (2.48)$$

$$[L_{kI}] = [B_{1u}] [L_{\theta I}] [B_{1u}]; \quad (2.49)$$

$$[L_{k2}] = [B_{1u}] [L_{\theta I}] [B_{2u}], \quad (2.50)$$

$$[L_{\theta I}] = [L_{\theta}]_{1 \dots n-1}, \quad (2.51)$$

где $[\Psi_{\theta M}]$ — вектор потокосцеплений ветвей электрической цепи, обусловленный потокосцеплениями обмоток возбуждателя.

Выражение для вектора МДС ветвей ЭМСЗ магнитной цепи через вектор контурных токов электрической цепи имеет вид:

$$[F] = [C] [B] [I]. \quad (2.52)$$

Для дальнейшего использования оно также должно быть представлено в виде двух слагаемых, соответствующих известной и неизвестной частям вектора контурных токов $[I_k]$. Это сделано следующим образом:

$$[F] = [C] [B_1 \quad B_2] \begin{bmatrix} I_{k1} \\ I_{k2} \end{bmatrix}, \quad (2.53)$$

что эквивалентно следующей записи:

$$[F] = [C] [B_1] [I_{\kappa 1}] + [C] [B_2] [I_{\kappa 2}], \quad (2.54)$$

где

$$[B_1] = \begin{bmatrix} B_{11} & \cdots & B_{1,n-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{k-1,1} & \cdots & B_{k-1,n-1} \\ B_{k,1} & \cdots & B_{k,n-1} \end{bmatrix}; \quad (2.55)$$

$$[B_2] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ B_{k,n} \end{bmatrix}. \quad (2.56)$$

2.3. Совместное решение уравнений электрической и магнитной цепей СМБВ

В предыдущих разделах были получены уравнения, описывающие магнитную и электрическую цепи СМБВ, и определены матричные коэффициенты, входящие в эти уравнения. Рассмотрим способ совместного решения уравнений электрической и магнитной цепей, полученный в первой главе, применительно к этим уравнениям.

Итак, уравнение, описывающее электрическую цепь, имеет вид:

$$[E_{\kappa}] = [R_{\kappa 1}] [I_{\kappa 1}] + [R_{\kappa 2}] [I_{\kappa 2}] + [\Psi_{\kappa 1}]. \quad (2.57)$$

Согласно методу численного интегрирования обыкновенных дифференциальных уравнений ФДН производную вектора контурных потокоцеплений на каждом шаге интегрирования можно представить в виде

$$[\Psi_{\kappa 1}]' = \delta [\Psi_{\kappa 1}] + [g], \quad (2.58)$$

где δ и $[g]$ — коэффициенты метода ФДН.

С учетом этого выражения (2.57) будет иметь вид:

$$[E_{\kappa}] = [R_{\kappa 1}] [I_{\kappa 1}] + [R_{\kappa 2}] [I_{\kappa 2}] + \delta [\Psi_{\kappa 1}] + [g]. \quad (2.59)$$

Вектор контурных потокоцеплений, согласно (2.49), определяется следующим образом:

$$[\Psi_{\kappa I}] = [B_{Iu}] [\Psi_{взм}] + [L_{\kappa I}] [I_{\kappa I}] + [L_{\kappa 2}] [I_{\kappa 2}]. \quad (2.60)$$

При этом вектор потокоцеплений ветвей электрической цепи, обусловленный потокоцеплениями обмоток возбуждителя $[\Psi_{взм}]$, определяется из выражения

$$[\Psi_{взм}] = [C]' [\Phi]. \quad (2.61)$$

Вектор потоков ветвей ЭМСЗ магнитной цепи получен на основе выражения закона Ома для магнитной цепи

$$[\Phi] = [A_{вм}] [U_{вм}] + [A_{вм}] [F]. \quad (2.62)$$

С учетом выражений (2.61) и (2.62) выражение (2.60) преобразуется к следующему виду:

$$[\Psi_{\kappa I}] = [B_{Iu}] [C]' [A_{вм}] [U_{вм}] + [B_{Iu}] [C]' [A_{вм}] [F] + [L_{\kappa I}] [I_{\kappa I}] + [L_{\kappa 2}] [I_{\kappa 2}]. \quad (2.63)$$

Вектор МДС ветвей $[F]$, согласно выражению (2.55), находится через вектор контурных токов следующим образом:

$$[F] = [C] [B_I] [I_{\kappa I}] + [C] [B_2] [I_{\kappa 2}], \quad (2.64)$$

Подставив выражение (2.64) в (2.63), получим

$$\begin{aligned} [\Psi_{\kappa}] &= [B_{Iu}] [C]' [A_{вм}] [U_{вм}] + [B_{Iu}] [C]' [A_{вм}] [C] [B_I] [I_{\kappa I}] + \\ &+ [B_{Iu}] [C]' [A_{вм}] [C] [B_2] [I_{\kappa 2}] + [L_{\kappa I}] [I_{\kappa I}] + [L_{\kappa 2}] [I_{\kappa 2}]. \end{aligned} \quad (2.65)$$

Подставив выражение (2.65) в (2.59), определим

$$\begin{aligned} &[Z] [I_{\kappa I}] + \delta [B_{Iu}] [C_I]' [A_{вм}] [U_{вм}] + \\ &+ \delta [B_{Iu}] [C_I]' [A_{вм}] [C] [B_2]' [I_{\kappa 2}] + [g] + [R_{\kappa 2}] [I_{\kappa 2}] - [E_{\kappa I}] = 0, \end{aligned} \quad (2.66)$$

где $[Z_{\kappa I}] = [R_{\kappa I}] + \delta [B_{Iu}] [C_I]' [A_{вм}] [C] [B_I]' + \delta [L_{\kappa I}]. \quad (2.67)$

Выразив вектор неизвестных контурных токов $[I_{\kappa I}]$ из уравнения (2.66), получим

$$\begin{aligned} [I_{\kappa I}] &= [Y_{\kappa I}] [E_{\kappa I}] - [Y_{\kappa I}] \delta [B_{Iu}] [C_I]' [A_{вм}] [U_{вм}] A_{вм} - \\ &- [Y_{\kappa I}] \delta [B_{Iu}] [C_I]' [A_{вм}] [C] [B_2]' [I_{\kappa 2}] - [Y_{\kappa I}] [g] - [Y_{\kappa I}] [R_{\kappa 2}] [I_{\kappa 2}], \end{aligned} \quad (2.68)$$

где $[Y_{\kappa I}] = [Z_{\kappa I}]^{-1}. \quad (2.69)$

Выражение (2.62) с учетом (2.64) принимает вид

$$[\Phi] = [A_{\text{вм}}] [U_{\text{вм}}] + [A_{\text{вм}}] [C] [B_I] [I_{\kappa I}] + [A_{\text{вм}}] [C] [B_I] [I_{\kappa 2}]. \quad (2.70)$$

Подставив выражение (2.68) в (2.70), получим

$$[\Phi] = [Y] [U_{\text{вм}}] + [L], \quad (2.71)$$

$$[Y] = [A_{\text{вм}}] - [A_{\text{вм}}] [C] [B_I]^t [Y_{\kappa I}] - \delta \cdot [B_{Iu}] [C_I]^t [A_{\text{вм}}]; \quad (2.72)$$

$$[L] = [A_{\text{вм}}] [C] [B_I]^t [Y_{\kappa I}] \cdot ([E_{\kappa I}] - \delta [B_{Iu}] [C_I]^t [A_{\text{вм}}] [C] [B_2]^t [I_{\kappa 2}] - \\ - \delta \cdot [L_{\kappa 2}] [I_{\kappa 2}] - [g] - [R_{\kappa 2}] [I_{\kappa 2}]) + [A_{\text{вм}}] [C] [B_2]^t [I_{\kappa 2}]. \quad (2.73)$$

Согласно первому закону Кирхгофа имеем

$$[A] [\Phi] = 0. \quad (2.74)$$

Подставив выражение (2.71) в (2.74) с учетом перехода от магнитных напряжений ветвей к скалярным магнитным потенциалам узлов ЭМСЗ

$$[U_{\text{вм}}] = [A]^t [\varphi], \quad (2.75)$$

получим

$$[G] [\varphi] = [E], \quad (2.76)$$

где

$$[G] = [A] [Y] [A]^t; \\ [E] = - [A] [L]. \quad (2.77)$$

Выражение (2.76) представляет собой систему нелинейных уравнений СМБВ, включающую в себя как уравнения электрической, так и уравнения магнитной цепи.

Таким образом, совместное решение уравнений электрической и магнитной цепей СМБВ включает следующую последовательность вычислений на каждом шаге интегрирования. По r предыдущим значениям вектора решения $[\Psi_{\kappa I}]$ определяются коэффициенты аппроксимации производной вектора решения $[\Psi_{\kappa I}]'$ на текущем шаге δ и $[g]$. Затем по заданному состоянию вентиляей рассчитываются сопротивления ветвей с вентилями. Определяется положение якоря относительно индуктора. Для этого положения рассчитываются магнитные проводимости взаимной индукции. После чего решается система нелинейных уравнений (2.76). В результате становятся известными скалярные магнитные потенциалы узлов $[\varphi]$ ЭМСЗ. Затем с помощью

выражения (2.77) определяются магнитные напряжения ветвей $[U_{\text{вм}}]$ ЭМСЗ. Наконец, вектор решения $[\Psi_{\kappa I}]$ на текущем шаге определяется по выражению (2.65). В большинстве практических случаев интерес представляет не столько вектор контурных потокоцеплений $[\Psi_{\kappa I}]$, сколько вектор неизвестных контурных токов $[I_{\kappa I}]$. Он рассчитывается с помощью выражения (2.68). По известному вектору контурных токов $[I_{\kappa I}]$ определяются токи ветвей электрической цепи $[I_{\text{в}}]$.

$$[I_{\text{в}}] = [B] \begin{bmatrix} [I_{\kappa I}] \\ [I_{\kappa 2}] \end{bmatrix}. \quad (2.78)$$

С помощью вектора $[I_{\text{в}}]$ определяется состояние вентиля на следующем шаге интегрирования.

Более подробно вопросы управления состоянием вентиля и величиной шага интегрирования будут рассмотрены в третьей главе при описании алгоритма расчета по методу ФДН.

Система нелинейных уравнений (2.76) решалась методом, разработанным на кафедре электрических машин УГТУ-УПИ д-р техн. наук А. А. Пульниковым [83]. Метод является итерационным, разработан для неявных систем нелинейных алгебраических уравнений и обладает высокой устойчивостью. Согласно этому методу решение определяется следующим образом. Задается первое приближение нелинейного параметра, в данном случае нелинейным параметром является вектор магнитной проницаемости нелинейных элементов $[\mu]^1$. Исходя из $[\mu]^1$ рассчитываются проводимости нелинейных элементов. Затем система уравнений (2.76) решается как линейная одним из известных методов. В данной работе использован метод Холецкого. Результатом этого решения является вектор скалярных магнитных потенциалов узлов $[\varphi]$ ЭМСЗ. После чего с помощью выражения (2.75) определяются магнитные напряжения ветвей $[U_{\text{вм}}]$ ЭМСЗ. По известным значениям $[U_{\text{вм}}]$ и МДС ветвей находятся падения магнитного напряжения на элементах ЭМСЗ $[U_{\text{вм}}]$.

$$[U_{\text{м}}] = [U_{\text{вм}}] + [F]. \quad (2.79)$$

Исходя из вектора $[U_{\text{м}}]$, определяется вектор напряженностей нелинейных элементов $[H]$

$$H_i = F_i / l_i, \quad (2.80)$$

где l_i — длина средней силовой линии элементарного объема, которому соответствует i -я нелинейная ветвь.

Затем рассчитывается вектор магнитной проницаемости нелинейных элементов второго приближения $[\mu]^2$. Для каждой нелинейной ветви решается уравнение

$$B_i / (\mu_0 \cdot H) = \mu_i (B_i), \quad (2.81)$$

где B_i — индукция в элементарном объеме, которому соответствует i -я нелинейная ветвь; $\mu_i (B_i)$ — зависимость относительной магнитной проницаемости от индукции для материала элементарного объема, которому соответствует i -я нелинейная ветвь.

В результате решения этого уравнения для каждого нелинейного элемента находится точка пересечения прямой, заданной уравнением

$$\mu (B) = B_i / (\mu_0 \cdot H), \quad (2.82)$$

и кривой зависимости относительной магнитной проницаемости от индукции $\mu_i (B_i)$ (см. рис. 2.24). Значение относительной магнитной проницаемости в этой точке принимается в качестве второго приближения для данного элемента. Итерационный процесс продолжается до достижения требуемой точности по нелинейному параметру. Оценка точности производится по максимальному элементу вектора невязки, который определяется следующим образом:

$$\Delta\mu = \max \left(\frac{[\mu]^{k-1} - [\mu]^k}{[\mu]^{k-1}} \right). \quad (2.83)$$

2.4. Расчет установившихся режимов работы

Как показано в первой главе, задача расчета установившегося режима сводится к отысканию вектора начальных условий $[\Psi_{к0}]$, приводящего к периодическому решению системы дифференциальных уравнений модели. Однако начальные условия удобнее задавать для вектора токов ветвей $[I_e]$, а начальные условия для контурных потокоцеплений определять через расчет магнитной цепи. Таким образом, для расчета установившегося режима необходимо отыскать начальное значение вектора токов ветвей $[I_{e0}]$, приводящее к периодическому решению.

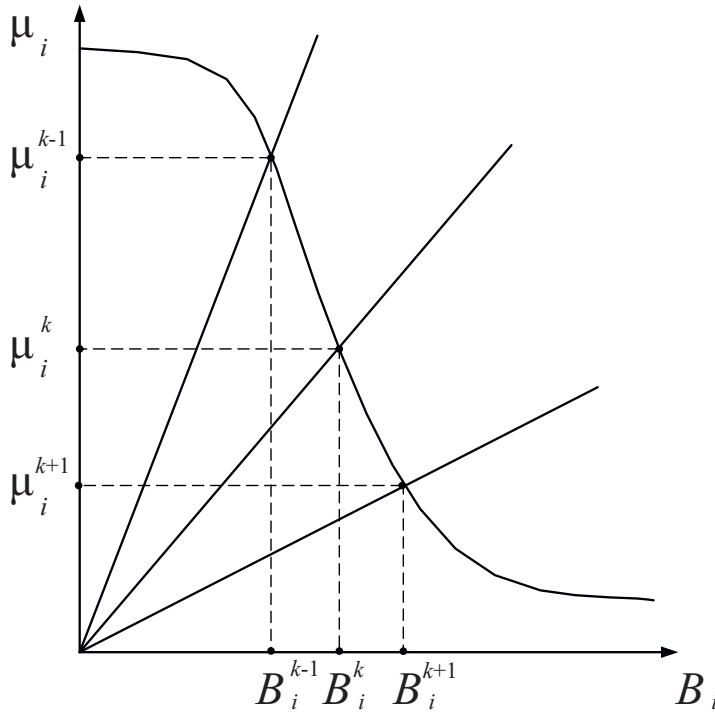


Рис. 2.24. Относительная магнитная проницаемость элементов ЭМСЗ в ходе решения системы нелинейных уравнений модели

ё

Таким образом, расчет установившегося режима включает следующую последовательность вычислений на k -й итерации. По заданному вектору начальных условий $[I_{\theta 0}]^k$ через расчет магнитной цепи определяется вектор начальных условий для контурных потокоцеплений $[\Psi_{\kappa 0}]^k$. Затем система дифференциальных уравнений модели интегрируется на периоде повторяемости процесса T :

$$T = \frac{60}{p \cdot N}, \quad (2.84)$$

где p — число пар полюсов возбудителя; N — частота вращения, об/мин.

В результате становятся известными временные зависимости токов ветвей электрической цепи, далее рассчитывается среднее значение тока в обмотке возбуждения возбудителя на данной итерации.

$$I_{\text{всп}}^k = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{в}}(t) dt. \quad (2.85)$$

Определяется невязка

$$\Delta I_{\text{cp}}^k = I_{\text{cp уст}} - I_{\text{cp}}^k. \quad (2.86)$$

Рассчитывается начальное условие по току возбуждения $I_{\text{в0}}^{k+1}$ для следующей итерации:

$$I_{\text{в}}^{k+1} = I_{\text{cp}}^k - \Delta I_{\text{cp}}^k. \quad (2.87)$$

Итерационный процесс повторяется до достижения заданной точности по среднему значению тока возбуждения.

.....

3. ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ РАСЧЕТА УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ СМБВ

.....

3.1. Структура программного комплекса

Программный комплекс, реализующий разработанную математическую модель, состоит из двух блоков: блока подготовки данных, содержащего процедуры формирования матричных коэффициентов, входящих в уравнения модели, и блока решения, содержащего процедуры численного интегрирования и расчета установившихся режимов.

Задачей первого блока является формирование матричных коэффициентов уравнений по геометрическим размерам и обмоточным данным возбудителя с последующим сохранением их в файле. Основным требованием к блоку подготовки данных является его способность охватить максимальное число вариантов исполнения СМБВ.

Задачей блока решения является расчет установившегося режима работы СМБВ. В ходе расчета установившегося режима работы необходимо несколько раз численно проинтегрировать систему дифференциальных уравнений модели на периоде повторяемости процесса. Как уже упоминалось выше, для совмещенных машин, процессы в которых протекают на двух и более частотах, шаг интегрирования определяется самой высокой частотой, а период повторяемости — самой низкой. Поэтому число шагов интегрирования, необходимое для расчета установившегося процесса, измеряется тысячами. Каждый

шаг подразумевает решение системы нелинейных уравнений большой размерности. В этих условиях основным требованием к блоку решения является его быстродействие. С другой стороны, для повышения универсальности программного комплекса блок решения выполнен независимым от конструктивных особенностей моделируемой электрической машины, которые учтены в блоке подготовки данных.

Программный комплекс реализован в системе инженерных расчетов MATLAB 5.2 [70, 82]. Можно выделить три ключевых момента, повлиявшие на выбор этой платформы для реализации разработанной математической модели.

Во-первых, MATLAB ориентирован на работу с матрицами и содержит все необходимые операторы для матричных вычислений, что делает программный код кратким и интуитивно понятным.

Во-вторых, эта система поддерживает специальные алгоритмы хранения и обработки разреженных матриц, причем делает это прозрачно для пользователя. Синтаксически выражения, определяющие операции над разреженными матрицами, не отличаются от выражений, определяющих операции над обычными матрицами. Применение этих алгоритмов позволило значительно сократить время расчета и объем памяти, необходимой для хранения переменных.

И, наконец, MATLAB имеет набор быстродействующих процедур для решения систем линейных алгебраических уравнений, включая специальные процедуры для систем с разреженными матрицами коэффициентов.

3.2. Блок подготовки данных

Задачей блока подготовки данных является формирование матричных коэффициентов уравнений по геометрическим размерам и обмоточным данным возбудителя с последующим сохранением их в файле.

Рассмотрим матричные коэффициенты, описывающие ЭМСЗ магнитной цепи.

Топология ЭМСЗ представлена узловой матрицей [A], число строк этой матрицы равно числу узлов ЭМСЗ, а число столбцов — числу ветвей. Ветви ЭМСЗ можно условно разделить на три группы. Пер-

вую группу образуют ветви, соединяющие узлы ЭМСЗ якоря, вторую группу образуют ветви, соединяющие узлы ЭМСЗ индуктора, а третью — ветви зазора, соединяющие узлы, расположенные на поверхности якоря, с узлами, расположенными на поверхности индуктора. Очевидно, что при различных положениях якоря ветви зазора будут соединять различные узлы схемы, то есть топология ЭМСЗ зависит от углового положения якоря. Это обстоятельство значительно усложняет алгоритм формирования матрицы $[A]$. Для того чтобы сохранить структуру графа ЭМСЗ при повороте якоря, применен алгоритм, предложенный в [66]. Согласно этому алгоритму якорь возбудителя поворачивается лишь в пределах одного зубцового деления, а катушечные стороны, размещенные в его пазах, перемещаются в том же направлении на целое число зубцовых делений.

Магнитные проводимости ветвей ЭМСЗ определяются диагональной матрицей $[A_{\text{вм}}]$. Очевидно, что элементы этой матрицы, соответствующие нелинейным ветвям, могут быть определены только в процессе решения. На этапе подготовки данных формируются массивы, содержащие необходимую для этого информацию:

$[N]$ — вектор номеров нелинейных элементов;

$[s]$ — вектор сечений нелинейных элементов;

$[h]$ — вектор длин средних силовых линий нелинейных элементов;

$[M]$ — вектор номеров материалов нелинейных элементов.

Вектор $[N]$ указывает, какие из элементов ЭМСЗ являются нелинейными. Вектора $[s]$ и $[h]$ определяют расчетную геометрию нелинейных элементов. Вектор $[M]$ содержит номера материалов нелинейных элементов. В ходе решения эти номера используются для выбора кривой намагничивания, соответствующей материалу элемента. Кроме того, для начала процесса решения необходимо задаться начальным значением вектора относительных магнитных проницаемостей нелинейных элементов $[\mu]$.

Элементы матрицы $[A_{\text{вм}}]$, соответствующие ветвям воздушного зазора, также определяются в ходе решения, поскольку их значения зависят от углового положения якоря. Для этого на этапе подготовки данных формируется матрица проводимостей ветвей воздушного зазора $[A_{\text{з}}]$. Строка этой матрицы соответствует ветви воздушного зазора, а столбец — угловому положению якоря. Таким образом, матрица $[A_{\text{з}}]$ содержит набор значений проводимости ветвей воздушного зазора для ряда последовательных положений якоря. Про-

водимости ветвей воздушного зазора для конкретного положения якоря определяются путем линейной интерполяции строк матрицы $[A_\delta]$.

Магнитные проводимости рассеяния, не зависящие ни от насыщения магнитной цепи, ни от углового положения якоря, рассчитываются на этапе подготовки данных и помещаются в вектор магнитных проводимостей элементов ЭМСЗ $[A_{\text{эм}}]$. Элементы этого вектора, соответствующие нелинейным ветвям, имеют нулевые значения.

Связь между токами ветвей электрической цепи и МДС ветвей ЭМСЗ магнитной цепи устанавливается матрицей $[C]$. С учетом описанного выше способа реализации вращения якоря матрица $[C]$ будет зависеть от его углового положения.

Рассмотрим алгоритм формирования описанных матричных коэффициентов. ЭМСЗ магнитной цепи СМБВ строится на полное число полюсов. Между тем, структура графа ЭМСЗ является повторяющейся. Поэтому для формирования матричных коэффициентов целесообразно применить блочный подход: сформировать матрицы для отдельных блоков, а затем, тиражируя и объединяя матрицы блоков между собой, получить матрицы для магнитной цепи в целом [34, 36]. С точки зрения повторяемости структуры графа ЭМСЗ можно выделить блоки следующих типов: полюс электромагнитного возбуждения, полюс комбинированного возбуждения и двойное зубцовое деление якоря. На рис. 3.1 приведены фрагменты ЭМСЗ якоря и индуктора, сплошными линиями показаны ветви, образующие блоки, а пунктирными — ветви, образующие межблочные соединения. Как видно из рис. 3.1, блоки выделены таким образом, что они не имеют общих узлов, а соединение их в единую ЭМСЗ сердечника обеспечивается за счет межблочных соединений. Структура матричных коэффициентов при блочном подходе к их формированию показана на рис. 3.2.

Для блоков каждого типа описывается отдельная процедура формирования матричных коэффициентов. Отсюда вытекает важное следствие: чем меньше различного типа блоков выделено в ЭМСЗ, тем меньший объем программного кода требуется для формирования матричных коэффициентов, описывающих эту ЭМСЗ.

После того как матричные коэффициенты отдельных блоков сформированы путем их тиражирования и объединения, формируются матричные коэффициенты сердечников.

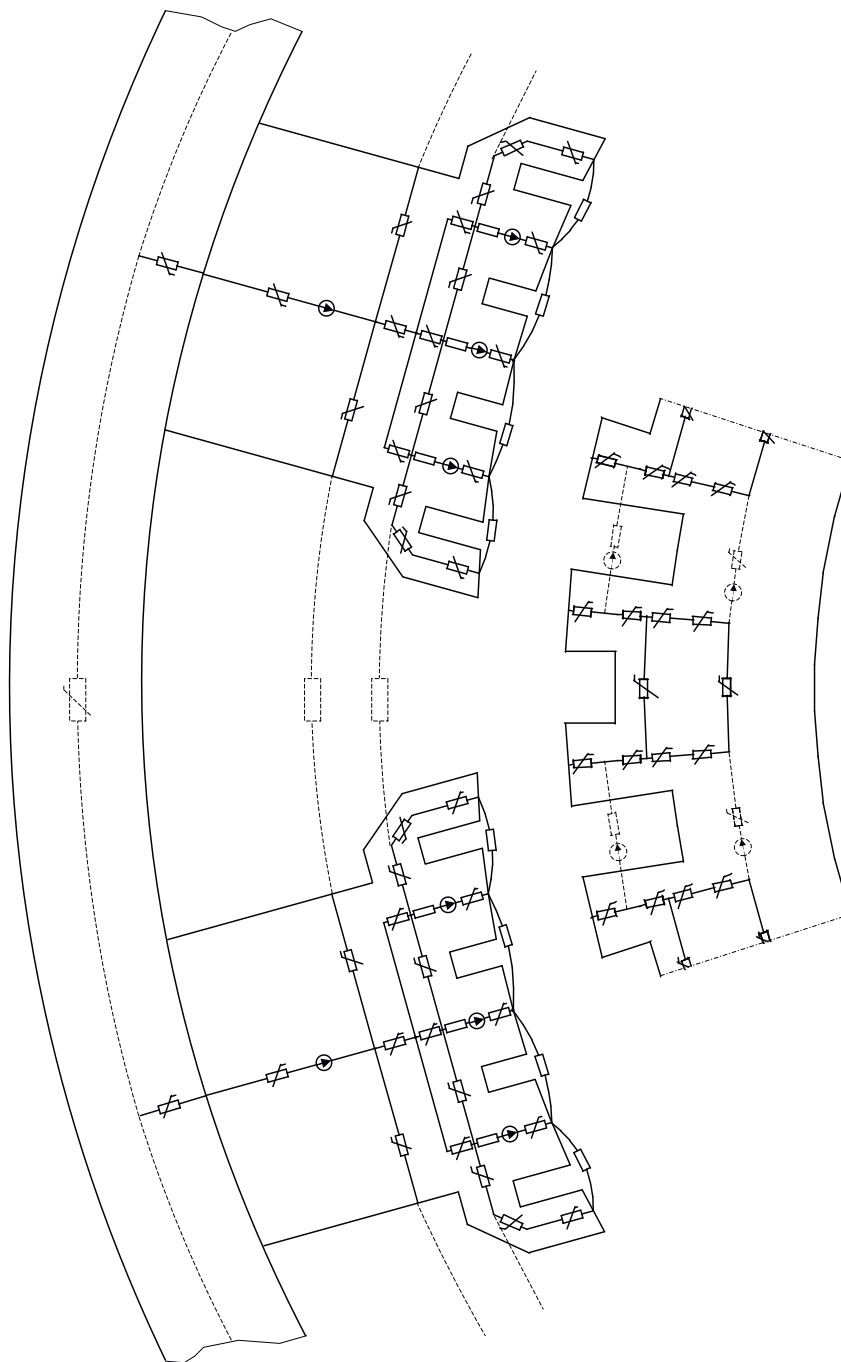


Рис. 3.1. Блоки, выделенные при формировании матричных коэффициентов магнитной цепи СМБВ

Поскольку блоки не имеют общих узлов, топологические матрицы блоков объединяются диагонально, образуя подматрицы, описывающие несколько несоединенных между собой блоков. Векторы $[A_{вм}]$, $[N]$, $[s]$, $[h]$ и $[M]$ блоков объединяются горизонтально.

Затем формируются матричные коэффициенты межблочных соединений сердечников. Топологические матрицы межблочных соединений горизонтально объединяются с подматрицами, описывающими несоединенные блоки, образуя топологические матрицы сердечников. Векторы $[A_{вм}]$, $[N]$, $[s]$, $[h]$ и $[M]$ межблочных соединений горизонтально объединяются с полученными ранее векторами $[A_{вм}]$, $[N]$, $[s]$, $[h]$ и $[M]$ несоединенных блоков. Полученные в результате два набора матричных коэффициентов описывают топологию и параметры ЭМСЗ якоря и индуктора.

Объединив два набора в один, получим матричные коэффициенты, описывающие не соединенные между собой якорь и индуктор. Для их соединения полученная топологическая матрица несоединенных якоря и индуктора горизонтально объединяется с топологической матрицей воздушного зазора. Топологическая матрица воздушного зазора формируется вместе с матрицей проводимостей ветвей воздушного зазора $[A_{\delta}]$ отдельной процедурой, реализующей расчет проводимостей взаимной индукции по методу удельных магнитных сопротивлений. Векторы $[N]$, $[s]$, $[h]$ и $[M]$ остаются без изменений, поскольку все ветви воздушного зазора являются линейными. Полученный в результате набор матричных коэффициентов описывает топологию ЭМСЗ всей магнитной цепи и параметры элементов, магнитная проводимость которых не зависит от углового положения якоря. Проводимости ветвей воздушного зазора определяются в ходе решения путем линейной интерполяции строк матрицы $[A_{\delta}]$ и добавляются к вектору $[A_{вм}]$.

Остался неопределенным только алгоритм формирования матрицы связи между токами ветвей электрической цепи и МДС ветвей ЭМСЗ магнитной цепи и ее изменения при вращении якоря. При формировании матрицы $[C]$ использовать приведенный выше подход в явном виде не удастся, поскольку источники МДС в ветвях ЭМСЗ одностипных блоков могут соответствовать разным обмоткам. Так, в половине полюсов электромагнитного возбуждения размещаются катушки фаз A и B подвозбудителя, а в другой половине полюсов — катушки фаз C и D . Таким образом, одностипные блоки могут иметь неодинаковые матрицы $[C]$, что препятствует тиражированию. Если же при разби-

ении исходить из постоянства матрицы $[C]$ для однотипных блоков, то число уникальных блоков значительно возрастает, увеличивая объем программного кода.

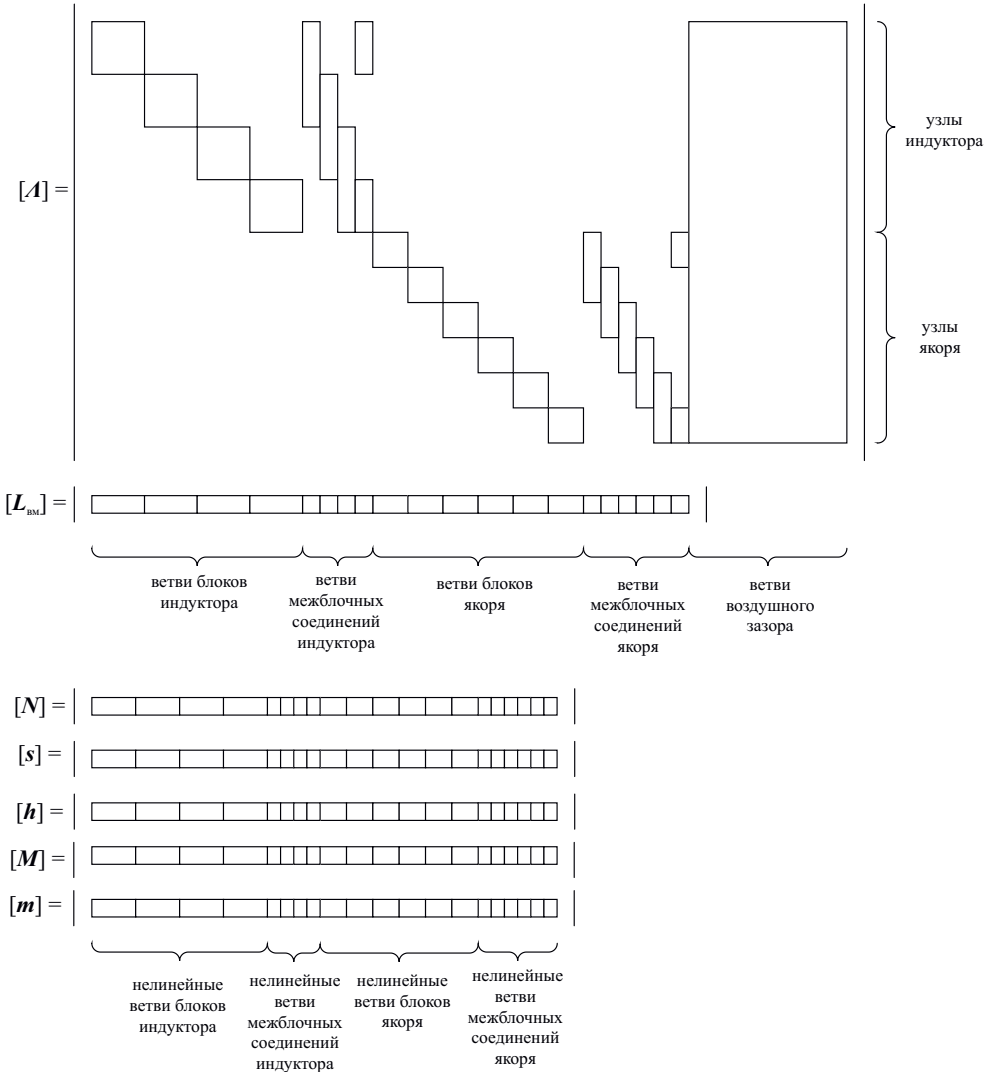


Рис. 3.2. Структура матричных коэффициентов магнитной цепи

Для решения этой проблемы предложен алгоритм формирования матрицы $[C]$ с помощью пазовой матрицы $[S]$ и матрицы структуры обмоток $[W]$. Матрица $[S]$ устанавливает связь между МДС ветвей ЭМСЗ и токами пазов ЭМ и имеет следующую структуру. Строка пазовой ма-

трицы соответствует ветви ЭМСЗ, столбец — пазу. Если МДС i -й ветви ЭМСЗ связана с током j -го паза, то элемент S_{ij} равен единице, иначе — нулю.

Рассмотрим построение матрицы $[S]$ на примере полюса электромагнитного возбуждения (см. рис. 3.3). Фрагмент этой матрицы, соответствующий пронумерованным пазам, будет иметь вид:

$$\begin{array}{c|cccccc}
 & & k & k+1 & k+2 & k+3 & \\
 & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \\
 i+2 & \cdots & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots \\
 i+3 & \cdots & 1 & 1 & 0 & 0 & \cdots \\
 i+4 & \cdots & 1 & 1 & 1 & 0 & \cdots \\
 & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots &
 \end{array} \quad (3.1)$$

В отличие от $[C]$ матрица $[S]$ одинакова для всех однотипных блоков, что позволяет получить матрицу $[S]$ для магнитной цепи в целом путем тиражирования и объединения матриц $[S]$, соответствующих блокам.

Матрица $[W]$ отражает схему обмоток. Строка соответствует пазу, столбец — обмотке. Если i -я обмотка лежит в j -м пазу, то элемент W_{ij} равен числу витков i -й обмотки, иначе — нулю. Фрагмент матрицы $[W]$, соответствующий пронумерованным пазам, имеет вид:

$$\begin{array}{c|cccc}
 & & i_{a\text{ОПВ}} & i_{b\text{ОПВ}} & \\
 & & \vdots & \vdots & \\
 k & \cdots & w_{a\text{ОПВ}} & 0 & \cdots \\
 k+1 & \cdots & 0 & w_{b\text{ОПВ}} & \cdots \\
 k+2 & \cdots & -w_{a\text{ОПВ}} & 0 & \cdots \\
 k+3 & \cdots & 0 & -w_{b\text{ОПВ}} & \cdots \\
 & & \vdots & \vdots &
 \end{array} \quad (3.2)$$

Выражение для $[C]$ через $[S]$ и $[W]$ имеет вид:

$$[C] = [S] [W]. \quad (3.3)$$

После перемножения матриц фрагмент матрицы $[C]$, описывающий связь между токами фаз A и B ОПВ и МДС ветвей полюса электромагнитного возбуждения, показанного на рис. 3.3, будет иметь вид:

		$i_{\theta \text{ ОПВ}}$	$i_{b \text{ ОПВ}}$	
		\vdots	\vdots	
$i+2$	\dots	$w_{\theta \text{ ОПВ}}$	0	\dots
$i+3$	\dots	$w_{\theta \text{ ОПВ}}$	$w_{b \text{ ОПВ}}$	\dots
$i+4$	\dots	0	$w_{b \text{ ОПВ}}$	\dots
		\vdots	\vdots	

(3.4)

что совпадает с результатом, полученным во второй главе.

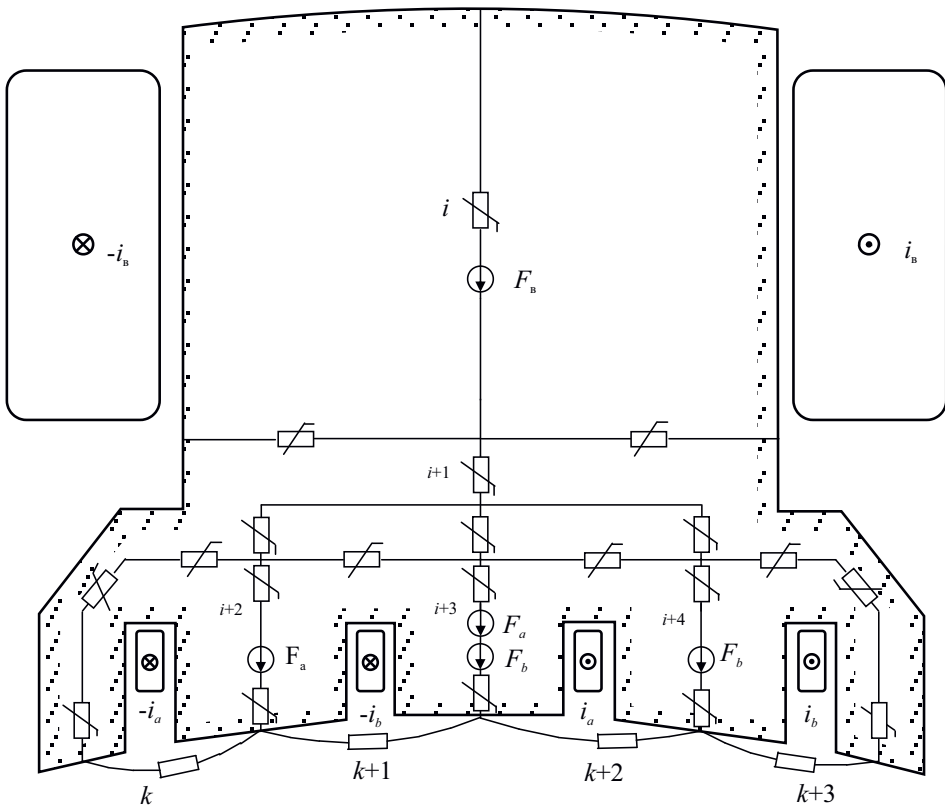


Рис. 3.3. Алгоритм формирования пазовой матрицы и матрицы структуры обмоток

Предложенный алгоритм позволяет распространить блочный подход на формирование матрицы $[C]$. Кроме того, с помощью матрицы $[W]$ удобно реализуется перемещение катушечных сторон обмотки

на целое число зубцовых делений. Для этого достаточно осуществить круговую перестановку строк матрицы $[W]$ в столбцах, соответствующих фазам обмотки якоря.

Блочный подход делает процедуры формирования матричных коэффициентов в значительной мере универсальными, что позволяет охватить большое число вариантов исполнения СМБВ. Кроме того, процесс формирования ЭМСЗ любой ЭМ — процесс итерационный, связанный с первоначальным выбором и последующей доводкой схемы. Данный подход позволяет быстро вносить необходимые коррективы, т. к. изменениям подвергается только процедура формирования соответствующего блока. Это значительно снижает сроки формирования ЭМСЗ нового устройства.

Электрическая цепь СМБВ содержит небольшое число элементов, поэтому для формирования описывающих ее матричных коэффициентов не требуется каких-либо программных средств.

Матричные коэффициенты электрической цепи: топологическая контурная матрица $[B]$, диагональная матрица сопротивлений ветвей $[R_e]$ и диагональная матрица индуктивностей ветвей $[L_e]$ — формируются вручную и подставляются в программу в качестве исходных данных.

На рис. 3.4 показана блок-схема процедуры подготовки данных.

3.3. Блок решения

3.3.1. Процедура расчета установившегося режима *SS_Mode*

Процедура расчета установившегося режима *SS_Mode* (Steady State Mode) является головной процедурой блока решения, поэтому наряду с расчетом установившегося режима в ней реализованы файловые операции ввода-вывода: чтение исходных данных из файла и запись результатов расчета в файл.

Исходными данными для процедуры *SS_Mode* являются матричные коэффициенты, сформированные в блоке подготовки данных, и параметры, определяющие режим работы СМБВ: напряжение на обмотке возбуждения возбудителя, а также токи нагрузки возбудителя и совмещенного подвозбудителя.

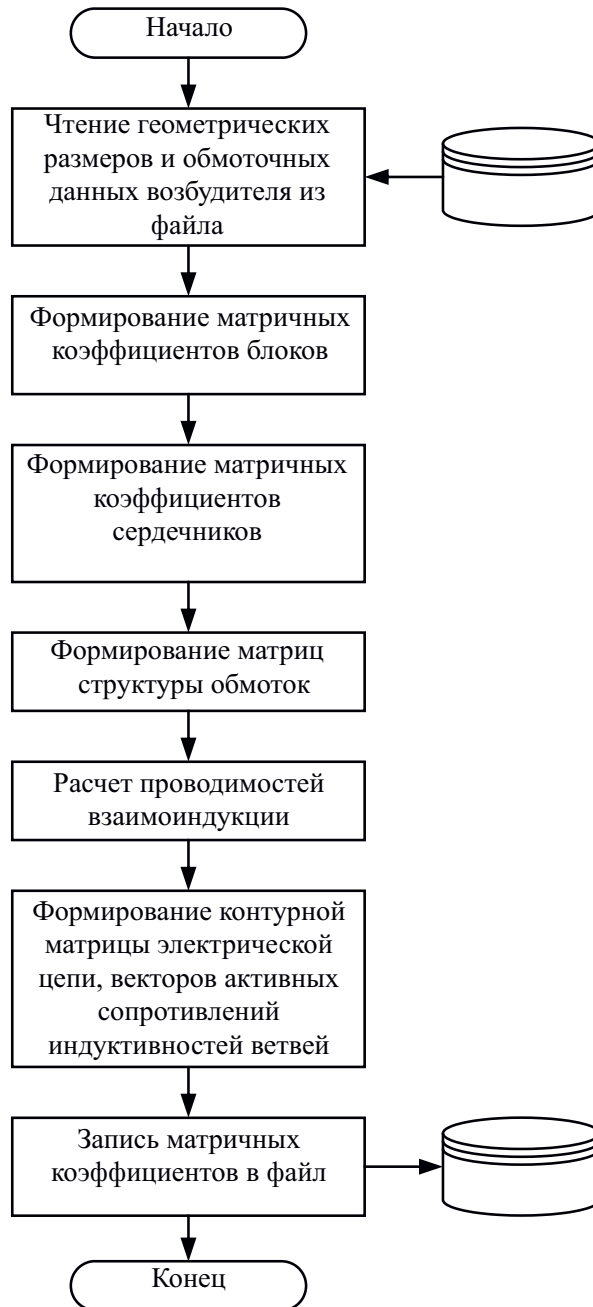


Рис. 3.4. Блок-схема процедуры подготовки данных

В результате работы SS_Mode рассчитываются действующие значения токов и напряжений фаз, а также средние значения выпрямленного напряжения возбудителя и совмещенного подвозбудителя в установившемся режиме.

Для расчета установившегося режима работы в процедуре SS_Mode реализован итерационный метод, описанный во второй главе. Согласно этому методу на каждой итерации рассчитывается среднее за период значение тока возбуждения возбудителя

$$I_{\text{всп}}^k = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{в}}(t) dt. \quad (3.5)$$

Определяется невязка

$$\Delta I_{\text{ср}}^k = I_{\text{ср. уст}} - \Delta I_{\text{ср}}^k. \quad (3.6)$$

Рассчитывается начальное условие по току возбуждения $I_{\text{в0}}^{k+1}$ для следующей итерации:

$$I_{\text{в}}^{k+1} = I_{\text{в}}^k - \Delta I_{\text{ср}}^k. \quad (3.7)$$

Условием выхода из итерационной процедуры является достижение заданной точности по среднему значению тока возбуждения.

$$\Delta I_{\text{ср}}^k < \Delta I_{\text{ср. max}}, \quad (3.8)$$

где $\Delta I_{\text{ср. max}}$ — заданная максимальная погрешность расчета по току возбуждения.

Блок-схема процедуры SS_Mode приведена на рис. 3.5.

Среднее значение тока возбуждения определяется по результатам интегрирования системы дифференциальных уравнений модели на периоде.

Начальные условия задаются для токов ветвей электрической цепи по заданным напряжению на обмотке возбуждения и токам нагрузки возбудителя и подвозбудителя.

Начальное значение тока возбуждения определяется выражением

$$I_{\text{вв0}} = \frac{U_{\text{вв}}}{R_{\text{вв}}}, \quad (3.9)$$

где $U_{\text{вв}}$ — заданное напряжение на обмотке возбуждения возбудителя; $R_{\text{вв}}$ — активное сопротивление обмотки возбуждения возбудителя при рабочей температуре 75 °С.

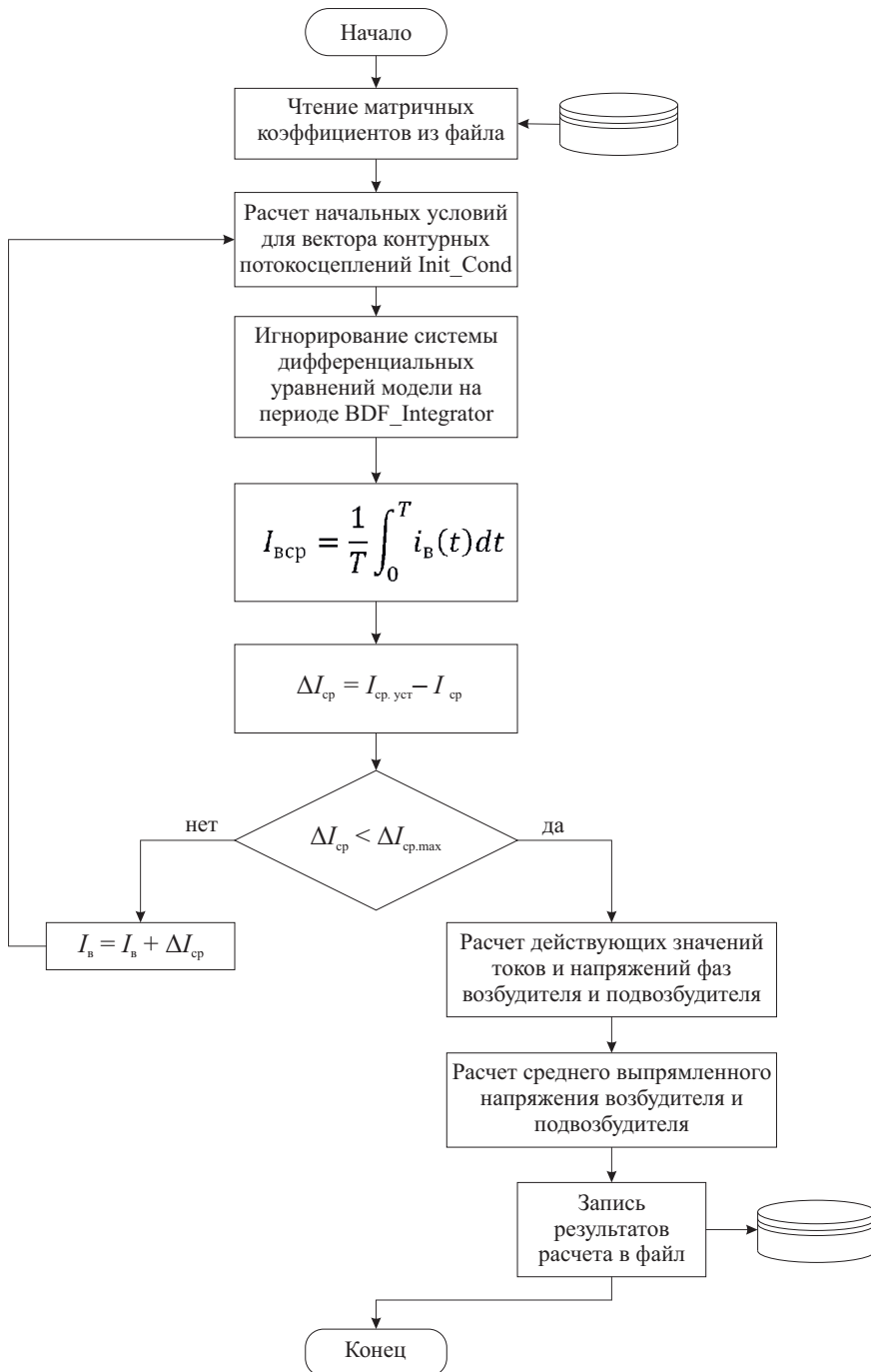


Рис. 3.5. Блок-схема процедуры SS_Mode

Начальные значения фазных токов возбудителя, а также начальные значения токов в цепи вращающегося преобразователя определяются в предположении, что преобразователь работает в режиме с малым углом коммутации. В этом режиме на межкоммутационном интервале ток нагрузки протекает по двум фазам, с максимальной и минимальной ЭДС. Начало отсчета по времени $t = 0$, принятое в математической модели, совпадает с максимумом ЭДС фазы B и минимумом ЭДС фазы D возбудителя. Исходя из этого считаем, что в момент $t = 0$ ток проводят только фазы B и D , тогда токи этих фаз будут равны соответственно $I_{\phi B} = I_d$; $I_{\phi D} = -I_d$, где I_d — заданный ток нагрузки возбудителя. Аналогичным образом определяются начальные значения фазных токов подвозбудителя и начальные значения токов в цепи статического преобразователя. Очевидно, что описанный способ задания начальных условий не приводит непосредственно к искомому установившемуся режиму, но позволяет существенно сократить число итераций при его расчете.

Начальные условия для контурных потокосцеплений, необходимые для начала процесса интегрирования, определяются из расчета магнитной цепи в процедуре INit_CoNd (INitiaL CoNditioNs) по заданным начальным значениям токов ветвей электрической цепи.

Интегрирование системы дифференциальных уравнений модели по заданным начальным условиям для контурных потокосцеплений и токов ветвей реализовано в процедуре BDF_INtegratoR (BaCkWaRd DiffeReNtiation FoRMuLa INtegratoR).

3.3.2. Процедура интегрирования системы дифференциальных уравнений модели на периоде BDF_INtegratoR

Исходными данными для процедуры BDF_INtegratoR являются матричные коэффициенты, начальные условия для токов ветвей и потокосцеплений контуров, пределы интегрирования $[t_0, t_{eNd}]$, а также величина рабочего шага h_w и рабочий порядок метода ФДН R_w .

В результате работы этой процедуры рассчитываются временные диаграммы токов ветвей и потокосцеплений контуров на интервале, заданном пределами интегрирования.

Процедура BDF_INtegratoR реализует основной цикл интегрирования, в рамках которого выполняется вызов процедур расчета коэффициентов метода ФДН BDF и вектора решения StepSoLve, а также управление шагом интегрирования и порядком метода ФДН. Блок-схема процедуры BDF_INtegratoR приведена на рис. 3.6.

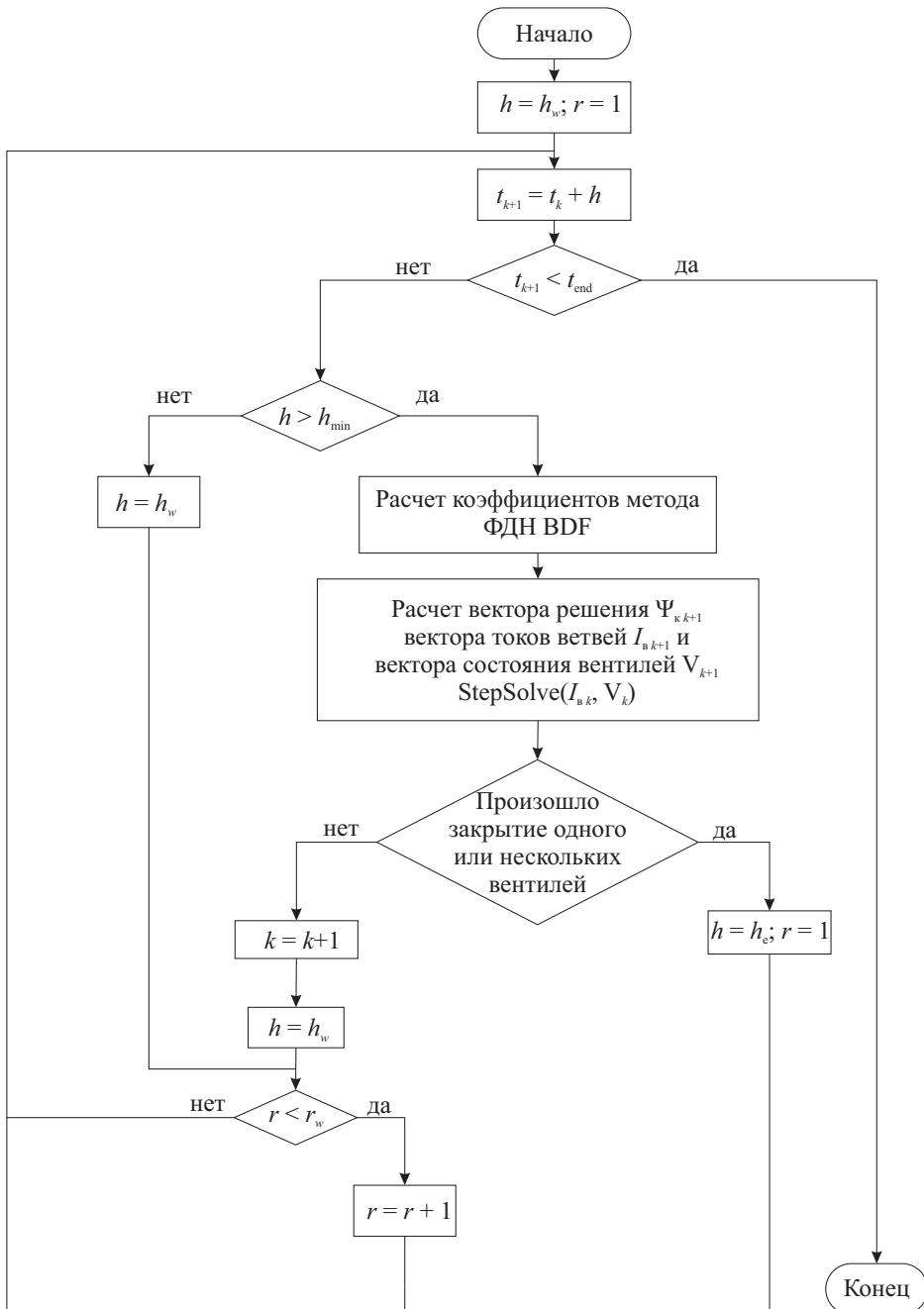


Рис. 3.6. Блок-схема процедуры BDF_INtegratoR

Процедура DBF используется для расчета коэффициентов метода ФДН по R предшествующим значениям вектора решения $[\psi_k]$, где R — порядок метода. При $R > 1$ метод ФДН требует стартовой процедуры, поэтому на первом шаге порядок метода принимается равным единице и увеличивается на единицу на каждом последующем шаге до тех пор, пока не достигнет рабочего значения.

Процедура StepSoLve используется для расчета вектора решения $[\psi_k]_{k+1}$ и вектора токов ветвей $[I_e]_{k+1}$ на текущем шаге, а также вектора состояния вентиля $[I]_{k+1}$ для следующего шага интегрирования.

Управление шагом и порядком метода основано на определении моментов закрытия вентиля. Величина шага интегрирования на интервалах между закрытиями вентиля остается постоянной, равной рабочему шагу. Если на текущем шаге интегрирования происходит закрытие j -го вентиля, процедура StepSoLve наряду с остальными параметрами возвращает шаг $h_e < h_w$ от последней рассчитанной точки до момента закрытия вентиля (см. рис. 3.7, а). Шаг, на котором произошло закрытие, отбрасывается, затем из последней рассчитанной точки выполняется шаг величиной h_e , при этом используется вектор состояния вентиля $[I]_k$, соответствующий текущему шагу (см. рис. 3.7, б). После этого интегрирование продолжается с шагом h_w и вектором состояния вентиля $[I]_{k+1}$, при этом порядок метода снижается до единицы с последующим пошаговым повышением до рабочего значения (см. рис. 3.7, в).

В случае если шаг h_e значительно меньше величины предшествующих шагов (см. рис. 3.8, а), задача определения коэффициентов методом ФДН становится плохо обусловленной. В результате точность их расчета снижается, что приводит к росту погрешности интегрирования. Для того чтобы избежать роста погрешности, в процедуре интегрирования предусмотрена проверка величины текущего шага. Если величина текущего шага меньше заданной, то шаг не выполняется, вместо этого интегрирование продолжается с рабочим шагом и вектором состояния вентиля $[I]_{k+1}$ (см. рис. 3.8, б).

При $R \leq 2$ устойчивость метода ФДН не зависит от величины шага интегрирования, поэтому величина рабочего шага выбиралась только исходя из точности расчета [91].

Рабочие процессы в СМБВ протекают на нескольких частотах. Наиболее высокую частоту имеет процесс в совмещенном подвоз-

будителе, обусловленный индукторной составляющей поля в воздушном зазоре.

Как показано в [51], для того чтобы определить величину v -й гармонической составляющей периодической кривой, заданной на равномерной сетке с точностью 5 %, необходимо иметь не менее девяти точек на период этой гармонической составляющей. Поэтому для обеспечения приемлемой точности расчета вплоть до третьей зубцовой гармоники величина рабочего шага определялась следующим образом:

$$h_w = \frac{T_{\text{и}}}{30}, \quad (3.10)$$

где $T_{\text{и}}$ — период индукторной составляющей ЭДС совмещенного подвозбудителя.

Дальнейшее уменьшение величины рабочего шага бессмысленно, поскольку в рамках принятого метода определения проводимостей взаимной индукции расчет гармонических составляющих выше третьей зубцовой заведомо неточен.

3.3.3. Процедура расчета вектора решения на шаге интегрирования StepSoLve

Процедура StepSoLve (см. рис. 3.9) реализует расчет вектора решения $[\Psi_k]$, вектора токов ветвей $[I_e]$ и вектора состояния вентилях $[I]$ по заданным матричным коэффициентам и принятым коэффициентам метода ФДН для рассматриваемого момента времени.

Расчет этих величин осуществляется на основе решения системы нелинейных алгебраических уравнений модели, полученной во второй главе. Для решения этой системы необходимо рассчитать матричные коэффициенты, зависящие от углового положения якоря. Таких коэффициентов два: вектор магнитных проводимостей элементов ЭМСЗ $[\lambda_{\text{эм}}]$, включающий в себя магнитные проводимости ветвей воздушного зазора, и матрица структуры обмоток $[W]$, включающая в себя столбцы, соответствующие фазам якоря.

Магнитные проводимости воздушного зазора для заданного момента времени рассчитываются с помощью процедуры INteRpGd. Перенумерация строк матрицы структуры обмоток выполняется с помощью процедуры INteRpW.

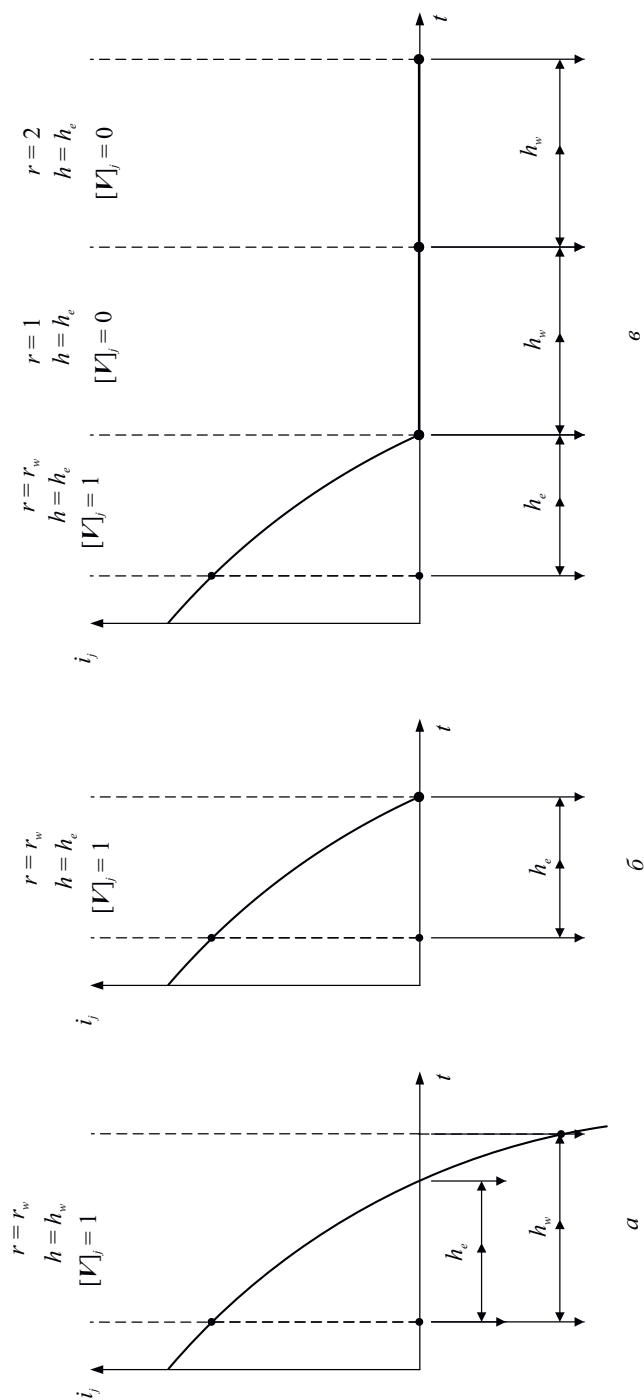


Рис. 3.7. Управление шагом интегрирования при закрытии очередного вентиля

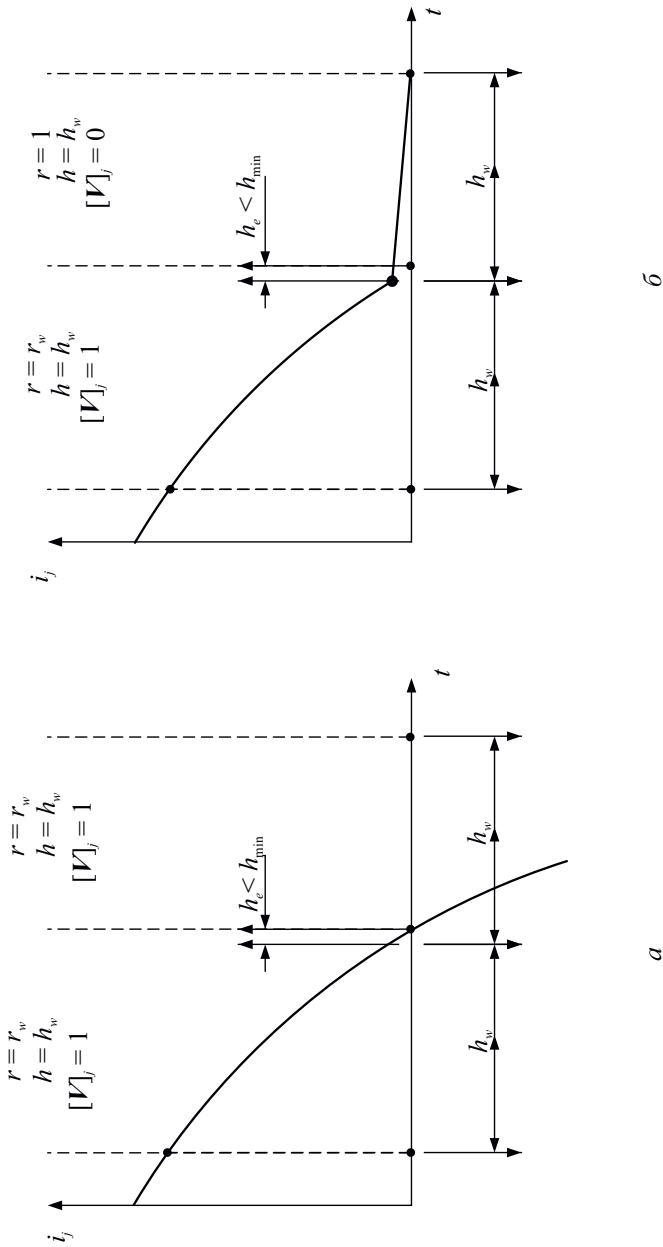


Рис. 3.8. Управление шагом интегрирования при закрытии очередного вентиля

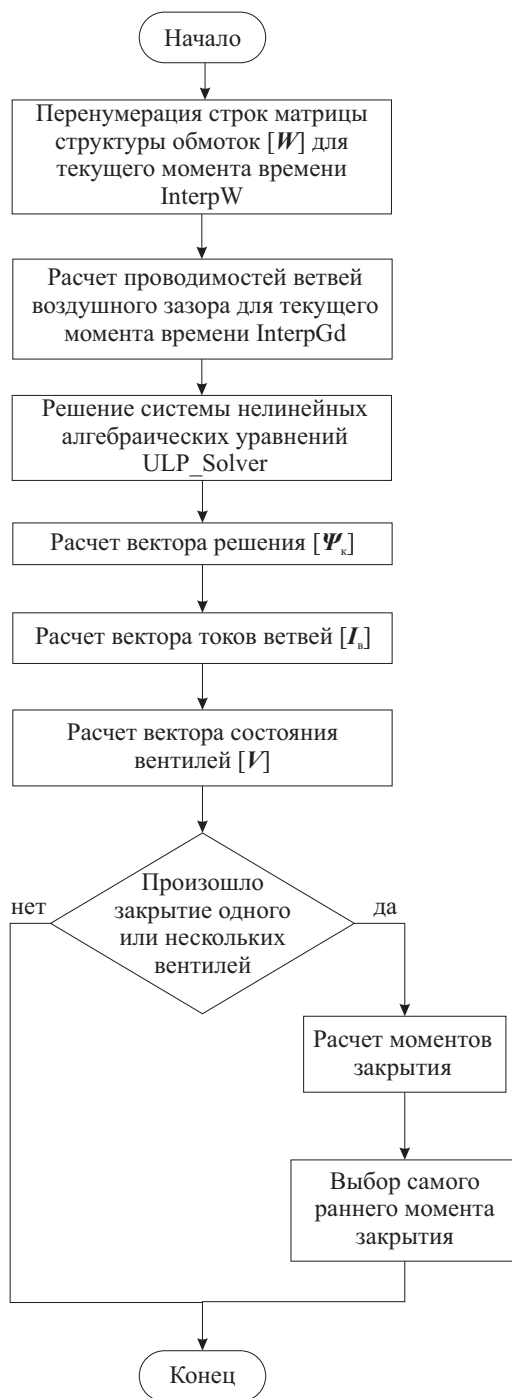


Рис. 3.9. Блок-схема процедуры StepSoLve

Затем с помощью процедуры ULP_SoLveR выполняется решение системы нелинейных алгебраических уравнений модели, в результате которого становятся известными скалярные магнитные потенциалы узлов и магнитные проводимости нелинейных элементов ЭМСЗ магнитной цепи. По этим данным с помощью выражений, полученных во второй главе, определяются вектор решения $[\Psi_k]$ и вектор токов ветвей $[I_e]$. После чего выполняется расчет состояния вентиляй.

Индуктивности вентиляй приняты равными нулю, следовательно, падение напряжения на вентиле имеет только активную составляющую. Поэтому состояние вентиля определяется по его току. Очередной вентиль открывается, когда его ток меняет знак с отрицательного на положительный, и закрывается, когда его ток меняет знак с положительного на отрицательный.

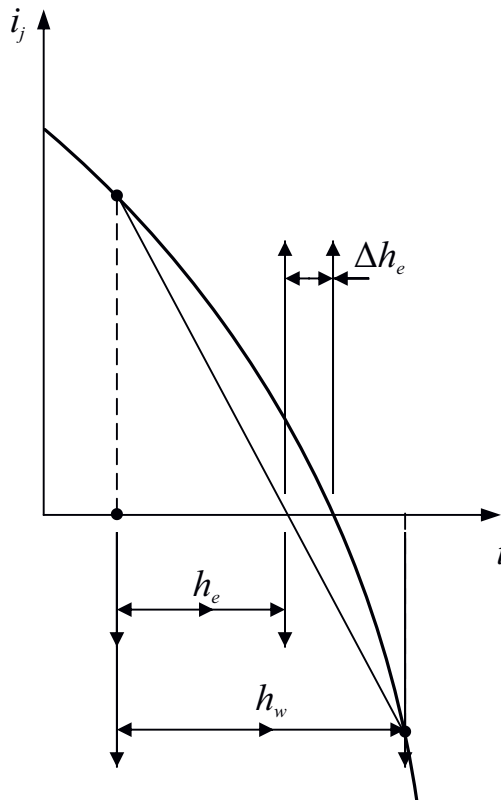


Рис. 3.10. Определение момента закрытия вентиля

Если на текущем шаге произошло закрытие одного или нескольких вентилей, то для каждого закрывшегося вентиля производится расчет момента закрытия. Момент закрытия определяется точкой пересечения кривой тока вентиля с осью абсцисс (см. рис. 3.10). Расчет этой точки может быть выполнен одним из итерационных методов решения нелинейных уравнений, однако при достаточно малом шаге расчет с помощью линейной аппроксимации кривой тока не вносит значительной погрешности, но существенно ускоряет процесс интегрирования.

Затем осуществляется выбор наиболее раннего из рассчитанных моментов закрытия, по которому определяется величина шага h_e .

3.3.4. Процедура решения системы нелинейных алгебраических уравнений ULP_SoLveR

С помощью процедуры ULP_SoLveR выполняет решение системы нелинейных алгебраических уравнений модели итерационным методом, описанным во второй главе. Исходными данными для этой процедуры являются матричные коэффициенты, рассчитанные для заданного углового положения якоря. В результате рассчитываются потенциалы узлов и магнитные проводимости нелинейных элементов ЭМС3 магнитной цепи.

Процедура ULP_SoLveR организована в виде цикла (см. рис. 3.11), в теле которого выполняются следующие операции.

Согласно выражениям, приведенным во второй главе, с использованием начального приближения вектора магнитных проницаемостей нелинейных элементов $[\mu]^0$ рассчитывается матрица коэффициентов $[G]$ и вектор свободных членов $[E]$ системы уравнений.

Таким образом, исходная нелинейная система уравнений сводится к линейной. Выполняется решение полученной системы линейных уравнений методом Холецкого. Для этого использовался решатель, входящий в состав библиотеки LINPACK системы MATLAB [70, 82]. После этого с помощью процедуры Mu_CoRReCt выполняется расчет нового приближения вектора магнитных проницаемостей нелинейных элементов $[\mu]^1$. Вычисляется максимальное относительное отклонение элементов полученного вектора $[\mu]^1$ от элементов вектора $[\mu]^0$.

Если рассчитанное максимальное отклонение $\Delta\mu$ превышает заданное $\Delta\mu_{\max}$, то значения элементов вектора $[\mu]^1$ присваиваются элементам вектора $[\mu]^0$, после чего выполняется следующая итерация.

3.3.5. Процедура корректировки вектора относительной магнитной проницаемости нелинейных элементов *Mu_CoRReCt*

С помощью процедуры *Mu_CoRReCt* выполняется расчет очередного приближения вектора относительной магнитной проницаемости нелинейных элементов $[\mu]$ в ходе решения системы нелинейных алгебраических уравнений модели.

Согласно методу решения систем нелинейных алгебраических уравнений, описанному во второй главе, для каждого нелинейного элемента должна быть найдена точка пересечения нагрузочной прямой этого элемента с зависимостью $\mu(B)$, соответствующей материалу этого элемента.

Эта задача может быть решена методом Ньютона [71, 83]. Попытка применения этого подхода в данной работе успеха не имела, поскольку метод Ньютона, как и большинство методов решения нелинейных уравнений, требует многократного расчета значения целевой функции. Зависимость $\mu(B)$, как правило, задается таблично, что влечет за собой необходимость расчета значений по той или иной кусочной аппроксимации. Число необходимых для этого вычислительных операций относительно велико. В результате время, требуемое для корректировки вектора $[\mu]$, может достигать 60 % общего времени решения системы нелинейных уравнений. Это значительно снижает общее быстродействие блока решения, поскольку систему нелинейных уравнений модели приходится решать на каждом шаге интегрирования.

Для решения этой проблемы предложен следующий алгоритм. Кривая $\mu(B)$ заменяется совокупностью отрезков, соединяющих таблично заданные узловые точки кривой $\mu(B)$ (см. рис. 3.11). Каждый отрезок описывается уравнением его прямой:

$$\mu = aB + C \quad (3.11)$$

и угловым коэффициентом R прямой, соединяющей начало координат с концом этого отрезка. Таким образом, вся совокупность отрезков описывается тремя массивами — $[a]$, $[c]$ и $[R]$.

Нагрузочная прямая $\mu = kB$ задается своим угловым коэффициентом, который рассчитывается следующим образом:

$$k = \frac{1}{\mu_0 \cdot H}; \quad H = \left| \frac{[F]_j}{[h]_j} \right|, \quad (3.12)$$

где $[F]$ — вектор падений скалярного магнитного потенциала нелинейных элементов, полученный в результате решения системы линейных

алгебраических уравнений; $[h]$ — вектор длин средних силовых линий нелинейных элементов.

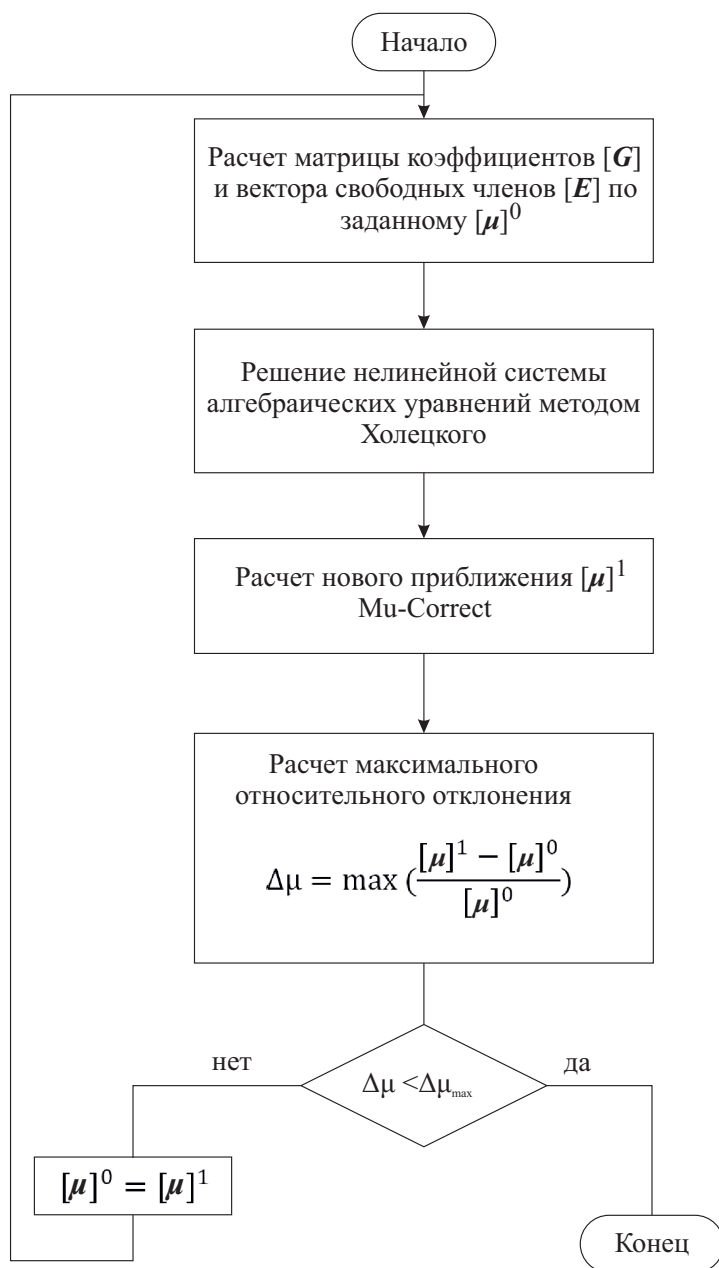


Рис. 3.11. Блок-схема процедуры ULP_SoLveR

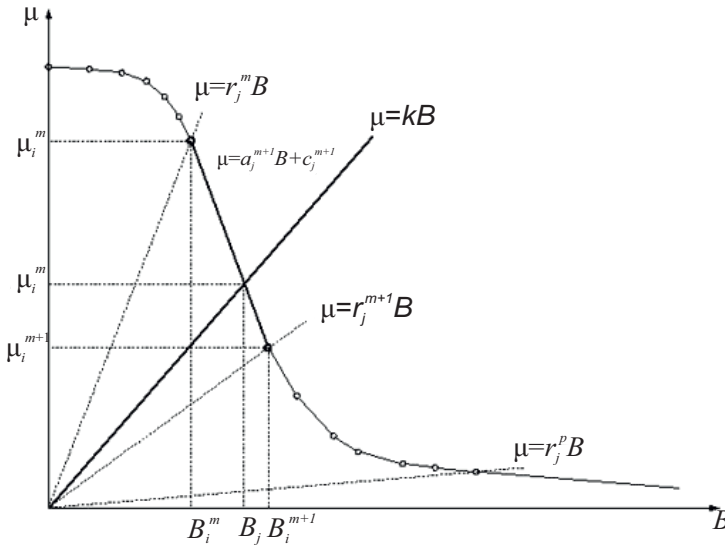


Рис. 3.12. Представление зависимости $\mu(B)$ совокупностью отрезков при корректировке относительной магнитной проницаемости нелинейных элементов ЭМСЗ

В данной постановке задача сводится к определению номера отрезка, который пересекается нагрузочной прямой, и расчету координат точки пересечения. Номер отрезка определяется следующим образом. Пусть кривая $\mu(B)$ i -го материала задана в p точках и представлена $p-1$ отрезками. Номера отрезков совпадают с номерами конечных точек. Тогда номер отрезка, который пересекается нагрузочной прямой, будет соответствовать номеру первого элемента массива $[R]$, значение которого меньше углового коэффициента нагрузочной прямой k . Значение относительной магнитной проницаемости в точке пересечения найденного отрезка и нагрузочной прямой рассчитывается следующим образом:

$$\mu = \frac{k \cdot [c]_i^m}{k - [a]_i^m}. \quad (3.13)$$

В ходе итерационного процесса точка пересечения кривой $\mu(B)$ и нагрузочной прямой может выходить за правую границу отрезка, на котором задана кривая $\mu(B)$. В этом случае значение относительной магнитной проницаемости определяется по продолжению последнего отрезка. Величина погрешности, вносимой при этом в результат, не играет решающей роли, поскольку реальные значения индукций в элементах магнитной цепи обычно не выходят за указанную границу. В данной ситуации важным является обеспечение надежности алгоритма.

Блок-схема процедуры Mu_CoRReCt , реализующей описанный алгоритм, приведена на рис. 3.13. Здесь приняты следующие обозначения: j — номер нелинейного элемента; N — число нелинейных элементов в ЭМСЗ; i — номер материала нелинейного элемента; M — номер отрезка; p — число точек, которыми задана кривая $\mu(B)$.

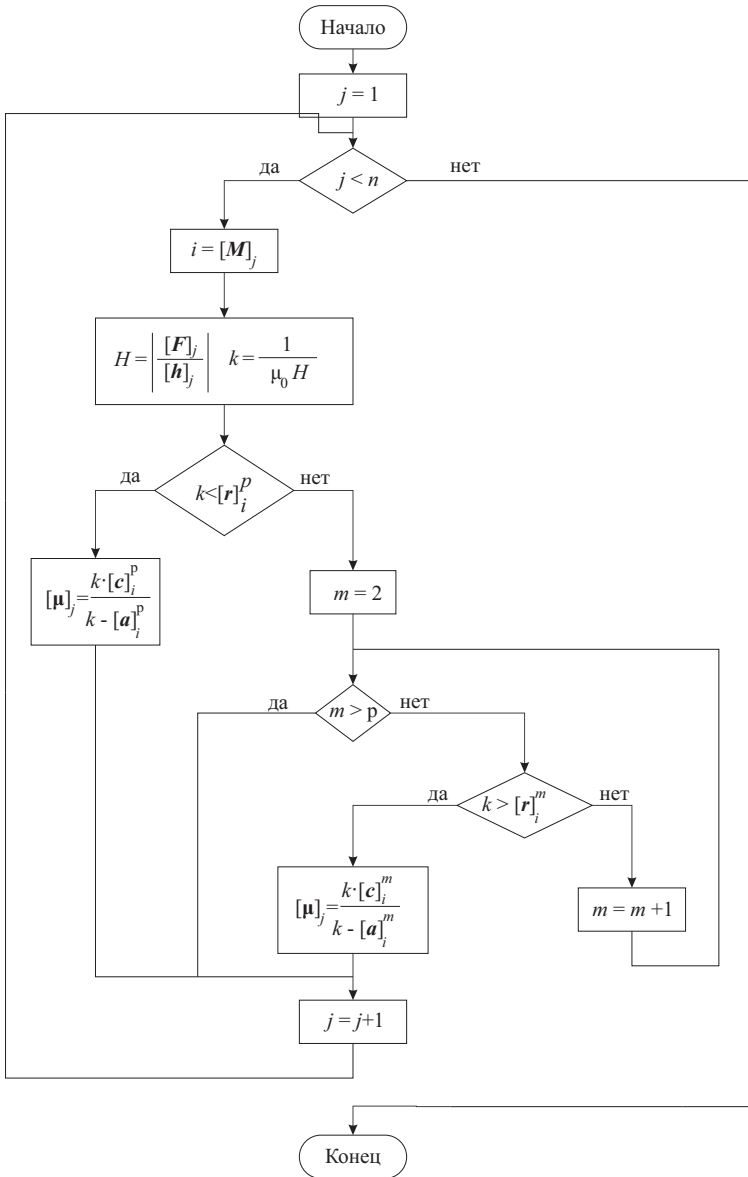


Рис. 3.13. Блок-схема процедуры Mu_CoRReCt

Предложенный алгоритм позволил сократить долю времени, требуемого для корректировки вектора $[\mu]$, с 60 до 15 % от общего времени решения нелинейной системы алгебраических уравнений. Кроме того, данный алгоритм исключает возможность заикливания при неудачном задании кривой μ (B), которая имеется в случае применения метода Ньютона [83].

.....

4. РАСЧЕТЫ УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ СМБВ

.....

4.1. Оценка математической модели СМБВ по результатам испытаний промышленных образцов

4.1.1. Экспериментальное исследование установившихся режимов работы СМБВ

Экспериментальные исследования бесщеточных возбудителей типа СМБВ были начаты в 1994 году после освоения на ОАО «Уралэлектротяжмаш» первых промышленных образцов возбудителей этого типа. Значительное количество экспериментального материала сосредоточено в отчетах по испытаниям промышленных образцов СМБВ [3, 6–13]. Эти данные приняты за основу при оценке точности модели, но их было недостаточно для оценки разработанной математической модели в мгновенных значениях. В этих материалах отсутствуют экспериментальные данные, позволяющие судить о влиянии реакции якоря совмещенного подвозбудителя на работу возбудителя. Это затрудняет оценку математической модели с точки зрения точности учета этого влияния. Кроме того, для оценки математической модели по мгновенным значениям величин необходимы экспериментальные данные о формах кривых токов и напряжений обмоток СМБВ.

Для оценки математической модели с точки зрения точности учета влияния реакции якоря совмещенного подвозбудителя на работу возбудителя, а также ее оценки по мгновенным значениям величин

на испытательной станции в ОАО «Уралэлектротяжмаш» выполнено экспериментальное исследование установившихся режимов работы СМБВ. Исследование проведено на бесщеточном возбудителе ВВБТ-59/7–10 синхронного генератора СВТ-85/64-4 УХЛ2. В качестве привода использовался возбуждаемый синхронный генератор, работающий в режиме синхронного компенсатора. Исследуемый бесщеточный возбудитель и возбуждаемый синхронный генератор показаны на рис. 4.1 и рис. 4.2.

В подготовке экспериментальных исследований и их проведении участвовали авторы данного учебного пособия. Учитывая, что в СМБВ в качестве рабочего магнитного поля возбуждения совмещенного подвозбудителя использована основная зубцовая гармоника результирующего поля возбудителя, точность расчета ее величины и мощности совмещенного подвозбудителя существенно зависит от величины воздушного зазора возбудителя. В связи с этим при подготовке эксперимента предварительно были выполнены измерения воздушного зазора возбудителя под всеми 10 полюсами. Измерения были выполнены специальными калиброванными щупами с шагом 0,05 мм с систематической ошибкой 0,05 мм в 6 точках в середине и под краями полюсных наконечников с обеих сторон каждого полюса. Обработка результатов измерений зазора выполнена по вероятностному методу. В результате было определено среднее значение воздушного зазора, которое было принято в качестве расчетного значения при расчете установившихся режимов СМБВ.

В ходе экспериментальных исследований были сняты характеристики холостого хода, нагрузочные характеристики и характеристики короткого замыкания возбудителя.

В режиме холостого хода вращающийся преобразователь отключался от обмотки возбуждения синхронного генератора, которая оставалась замкнутой через пускозащитное сопротивление. Измерялись следующие величины:

- напряжение фазы якоря возбудителя;
- выпрямленное напряжение якоря возбудителя;
- напряжения фаз ОПВ;
- выпрямленное напряжение ОПВ;
- токи фаз ОПВ;
- выпрямленный ток подвозбудителя;
- напряжение на обмотке ОИП;
- напряжение на обмотке ОДТ.

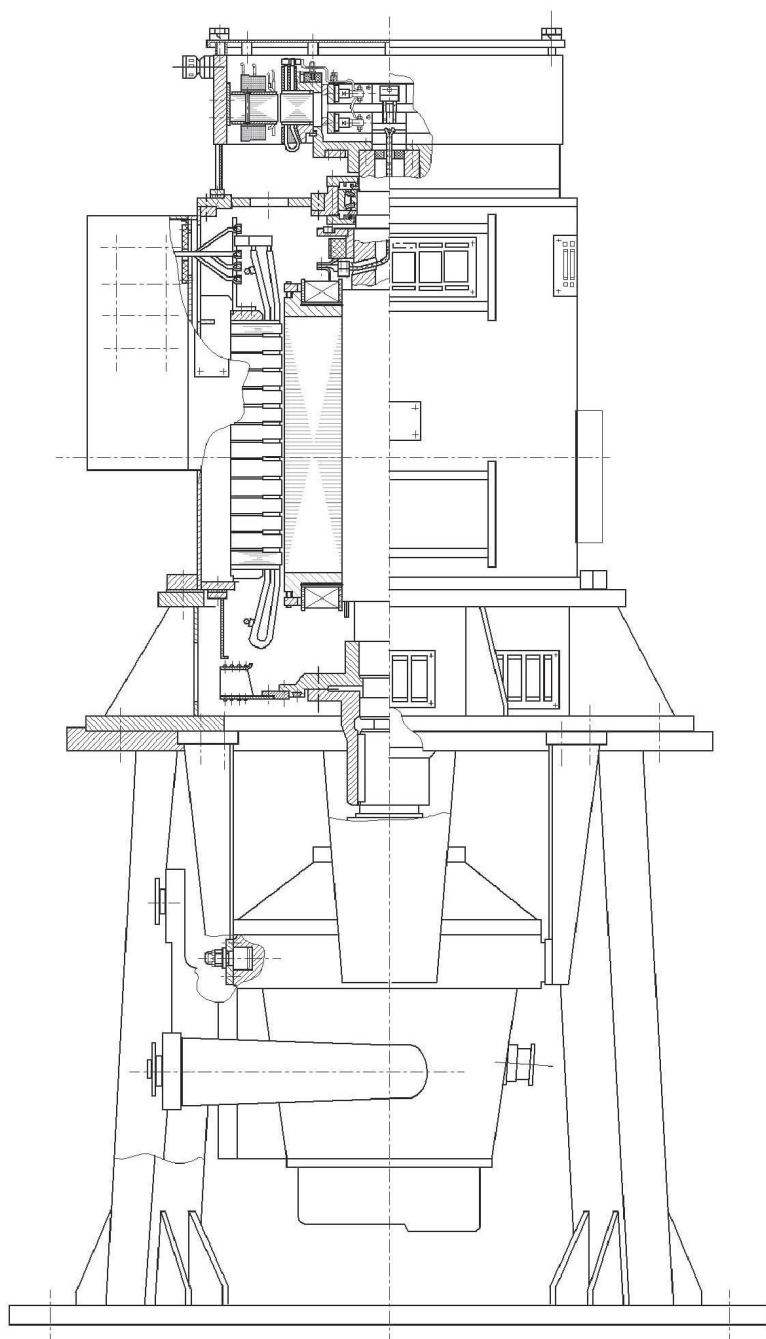


Рис. 4.1. Синхронный генератор СВТ-85/64-4 УХЛ2
с бесщеточным возбудителем ВВБТ-59/7-10 (схема)

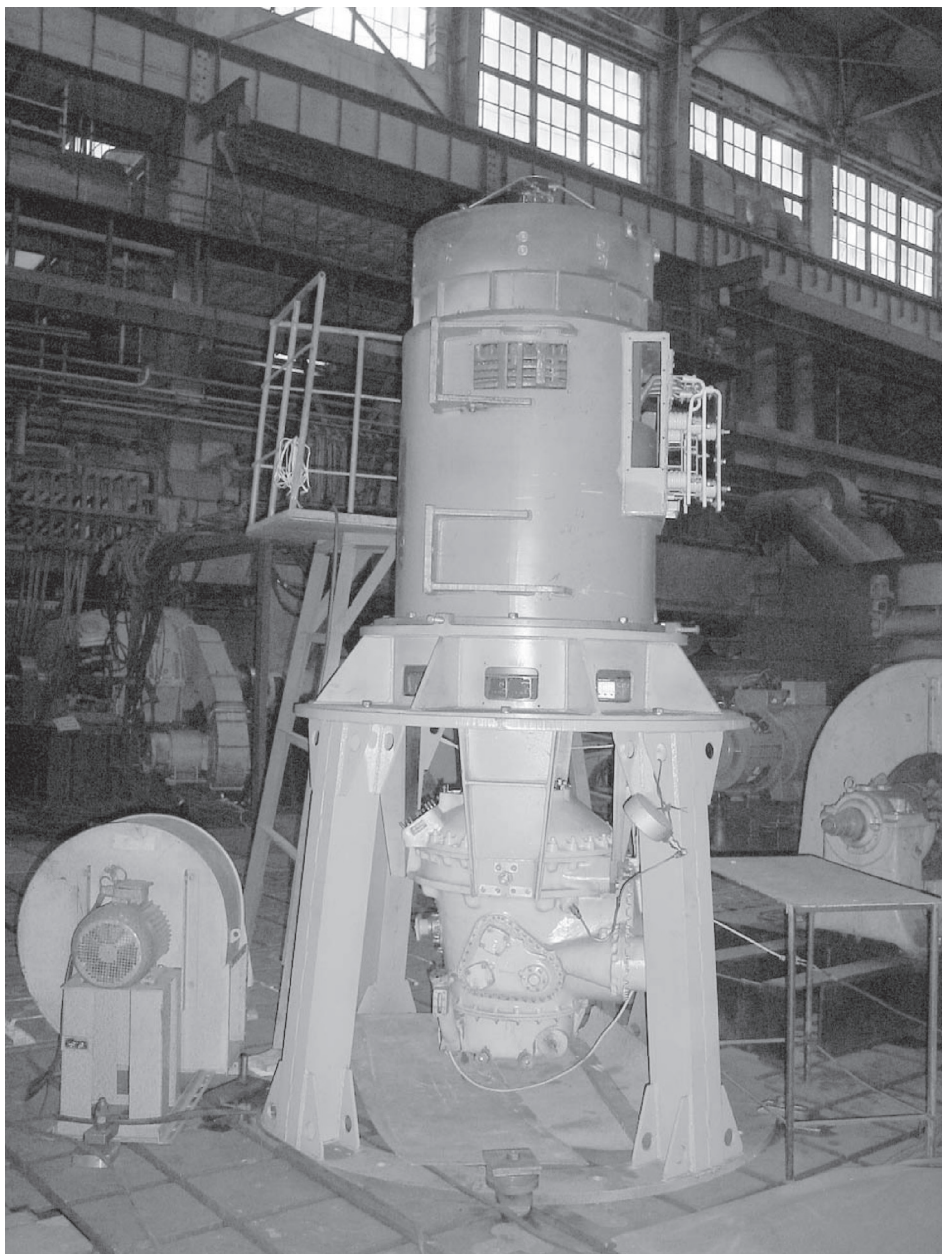


Рис. 4.2. Синхронный генератор СВТ-85/64-4 УХЛ2
с бесщеточным возбудителем ВВБТ-59/7-10

В режиме нагрузки исследуемый возбудитель нагружался на включенные параллельно обмотку возбуждения возбуждаемого синхронного генератора и пускозащитное сопротивление. Измерялись следующие величины:

- напряжение фазы якоря возбудителя;
- выпрямленное напряжение якоря возбудителя;
- выпрямленный ток якоря возбудителя;
- напряжения фаз ОПВ;
- выпрямленное напряжение ОПВ;
- токи фаз ОПВ;
- выпрямленный ток подвозбудителя;
- напряжение на обмотке ОИП;
- напряжение на обмотке ОДТ.

В режиме короткого замыкания выводы постоянного тока вращающегося преобразователя закорачивались медной перемычкой. Измерялись следующие величины:

- напряжение фазы якоря возбудителя;
- выпрямленное напряжение якоря возбудителя;
- напряжения фаз ОПВ;
- выпрямленное напряжение ОПВ;
- токи фаз ОПВ;
- выпрямленный ток подвозбудителя;
- напряжение на обмотке ОИП;
- напряжение на обмотке ОДТ.

Каждая характеристика снималась дважды: первый раз — при холостом ходе совмещенного подвозбудителя, а второй раз — при нагрузке совмещенного подвозбудителя на включенные последовательно активное и индуктивное сопротивления. Активное сопротивление выбиралось близким к активному сопротивлению обмотки возбуждения возбудителя при расчетной рабочей температуре 75 °С.

Измерения действующих значений электрических величин, за исключением выпрямленного тока возбудителя, выполнялись приборами прямого включения. Выпрямленный ток возбудителя измерялся с помощью измерительного шунта, установленного на якоре возбудителя. Измерения напряжения на шунте, напряжения фазы якоря возбудителя и выпрямленного напряжения возбудителя проводились с помощью токосъемного устройства, которое закреплялось на станине возбудителя (см. рис. 4.3).

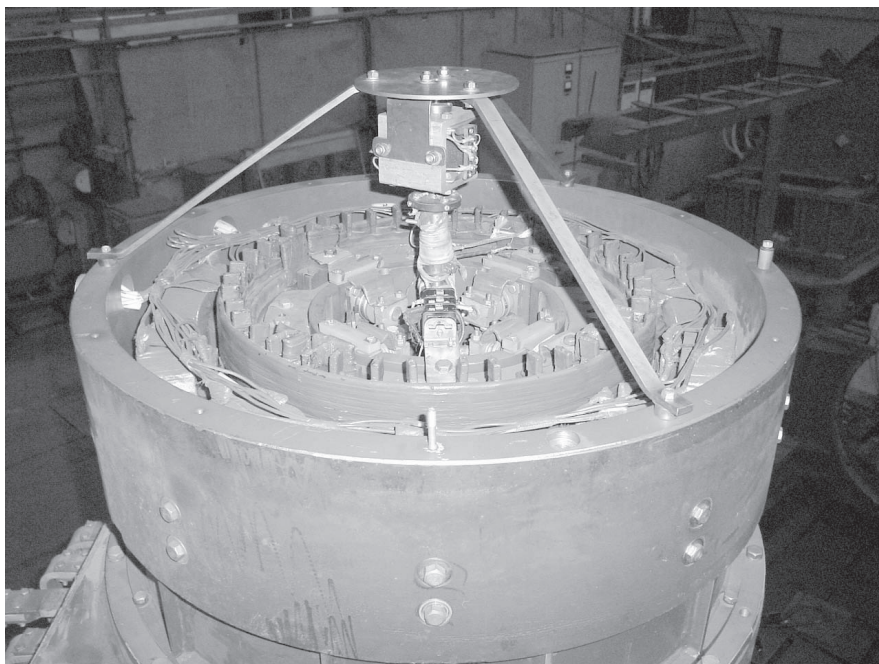


Рис. 4.3. Токосъемное устройство

Помимо измерения действующих значений токов и напряжений в каждой экспериментальной точке с помощью цифрового гармонического анализатора BRueL & KiaeR 2133 выполнялось осциллографирование измеряемых величин (см. рис. 4.4). Напряжения обмоток осциллографировались непосредственным подключением гармонического анализатора на измеряемое напряжение, а токи обмоток осциллографировались с помощью измерительных шунтов, включенных в соответствующие цепи. Осциллограммы сохранялись в цифровом виде и с помощью дискеты переносились на персональный компьютер, где подвергались дальнейшей обработке.

Гармонический анализатор BRueL & KiaeR 2133 позволяет одновременно записывать сигнал только на один из двух имеющихся входов. Поэтому, чтобы обеспечить синхронность записи сигналов, был использован фототахометр ММ0012 (см. рис. 4.5), который входит в состав измерительного комплекса BRueL & KiaeR 2133. Это позволило получить информацию не только о форме измеряемого сигнала, но и о его фазе по отношению к остальным измеряемым сигналам.



Рис. 4.4. Цифровой гармонический анализатор BRueL & KiaeR 2133

Фототахометр устанавливался на кронштейне в непосредственной близости от вала синхронного генератора (см. рис. 4.6). На валу генератора наклеивалась белая метка. При прохождении метки в зоне установки фототахометра последний генерирует импульс, передний фронт которого является сигналом к началу записи. Сигнал с фототахометра при вращении вала синхронного генератора, записанный на один из каналов прибора BRueL & KiaeR 2133, показан на рис. 4.7.



Рис. 4.5. Фототахометр MM0012

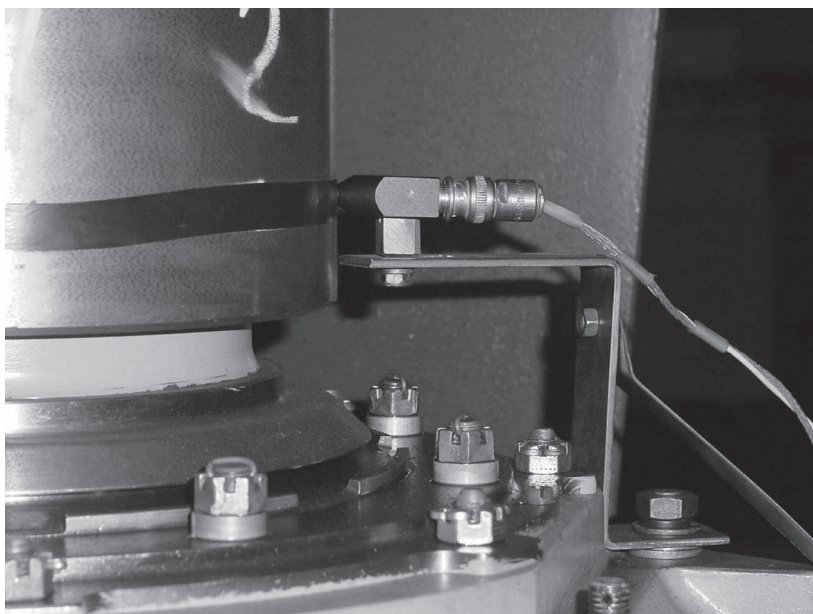


Рис. 4.6. Фототахометр ММ0012 на кронштейне

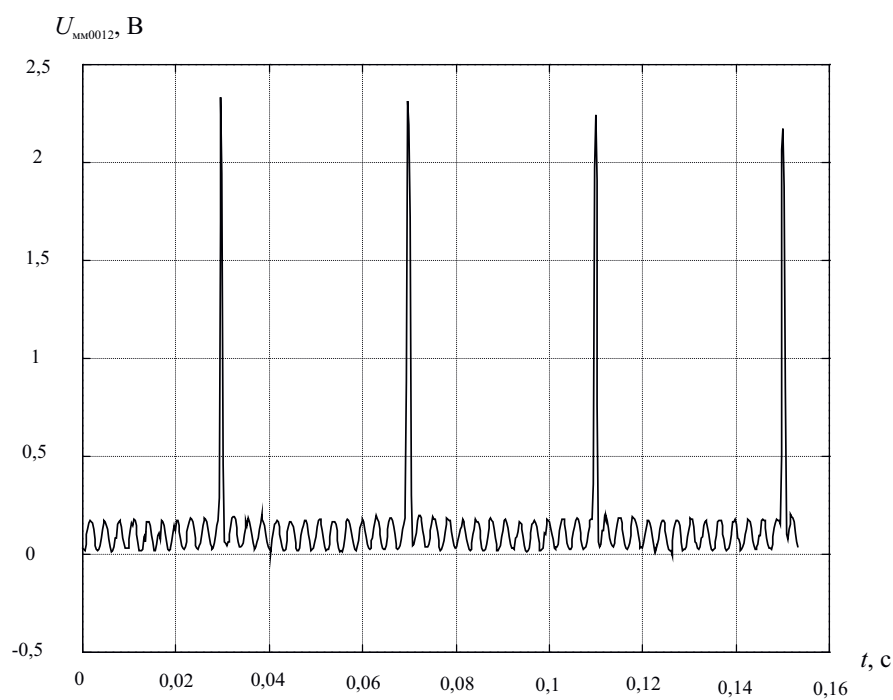


Рис. 4.7. Сигнал фототахометра ММ0012 при вращении вала синхронного генератора

В результате проведенного экспериментального исследования получены характеристики холостого хода, нагрузочные характеристики и характеристики короткого замыкания возбудителя при холостом ходе и при нагрузке совмещенного подвозбудителя. Это позволяет оценить разработанную математическую модель с точки зрения учета влияния реакции якоря совмещенного подвозбудителя на процессы в возбудителе. Получены 260 осциллограмм напряжений и токов обмоток исследуемого возбудителя в различных режимах работы, что позволяет оценить разработанную математическую модель по мгновенным значениям величин.

4.1.2. Оценка математической модели СМБВ по действующим значениям величин

Для оценки разработанной математической модели по действующим значениям величин были выполнены расчеты характеристики холостого хода, нагрузочных характеристик и характеристики короткого замыкания СМБВ типа ВБ-59/7–10 со следующими номинальными данными: мощность $P_n = 14,4$ кВт, выпрямленное напряжение якоря $U_{дн} = 30,6$ В, выпрямленный ток якоря $I_{дн} = 469$ А, частота вращения $n_n = 1500$ об/мин. Сравнение выполнялось для двух образцов СМБВ данного типа.

При расчете характеристики холостого хода токи источников тока в цепях нагрузки возбудителя и совмещенного подвозбудителя принимались равными нулю, ЭДС в цепи обмотки возбуждения возбудителя определялась исходя из среднего значения тока возбуждения и сопротивления обмотки возбуждения при рабочей температуре 75°C .

Рабочая точка постоянных магнитов, размещенных в полюсах комбинированного возбуждения, зависит от магнитной предыстории, которая в данном случае неизвестна. Поэтому для корректной оценки математической модели при расчете рабочая точка постоянных магнитов выбиралась из условия равенства расчетного и опытного значений напряжения холостого хода при нулевом токе возбуждения возбудителя.

Рассчитанные характеристики холостого хода возбудителя и совмещенного подвозбудителя приведены в табл. 4.1, 4.2 и на рис. 4.8, 4.9.

Таблица 4.1

$I_{\text{вв}}, \text{ A}$	Эксперимент, образец № 1		Расчет			
	$U_d, \text{ В}$	$U_{d \text{ опв}}, \text{ В}$	$U_d, \text{ В}$	$\Delta U_d, \%$	$U_{\text{ф.опв}}, \text{ В}$	$\Delta U_{d \text{ опв}}, \%$
0,0	7,8	1,38	7,5	3,8	1,4	−0,9%
2,0	24	20,3	23,9	0,4	21,5	−5,9%
3,2	34	31,5	33,8	0,7	33,6	−6,8
4,2	41	40,5	41,7	−1,6	43,4	−7,0
5,2	50	50,5	50,3	−0,6	53,8	−6,6
7,0	65	68,2	65,7	−1,1	71,5	−4,8
9,3	81	85,5	82,1	−1,4	87,6	−2,4
11,0	91	94,2	92,0	−1,1	93,8	0,4
14,1	104	101,2	104,9	−0,9	95,8	5,3
18,2	114	100,5	116,9	−2,5	97,3	3,2

Таблица 4.2

$I_{\text{вв}}, \text{ A}$	Эксперимент, образец № 2		Расчет			
	$U_d, \text{ В}$	$U_{d \text{ опв}}, \text{ В}$	$U_d, \text{ В}$	$\Delta U_d, \%$	$U_{\text{ф.опв}}, \text{ В}$	$\Delta U_{d \text{ опв}}, \%$
0,0	7,95	1,27	7,5	5,6	1,4	−9,6
2,0	23	18,25	23,9	−4,0	21,5	−17,8
4,6	44	41	45,3	−2,9	47,8	−16,6
6,2	57	56,12	58,9	−3,3	63,6	−13,4
7,2	65,5	64,62	67,2	−2,6	73,0	−12,9
8,0	71,5	71,12	73,0	−2,2	79,0	−11,1
9,4	80	80,25	82,7	−3,4	87,9	−9,6
10,6	86,5	85,5	89,7	−3,7	92,3	−8,0
12,4	96	92	97,9	−2,0	94,7	−2,9
14,0	102,5	94,87	104,7	−2,1	95,8	−1,0
16,4	108,5	96,6	112,4	−3,6	96,5	0,1

Таблица 4.3

№ полюса	δ , мм										$\delta_{\text{ср}}$, мм	Станд. откл., мм	Станд. откл., %
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10			
Образец № 1	2,97	2,94	2,96	3,11	3,10	3,24	3,18	3,21	3,03	3,19	3,09	0,11	3,5
Образец № 2	3,25	3,20	3,25	3,18	3,12	2,98	2,67	3,15	3,12	3,42	3,13	0,19	6,0

При определении погрешности расчета за базу принимались экспериментальные данные.

Максимальная погрешность расчета ненасыщенной части характеристики холостого хода возбудителя составила 5,1 %, насыщенной части — 3,6 %.

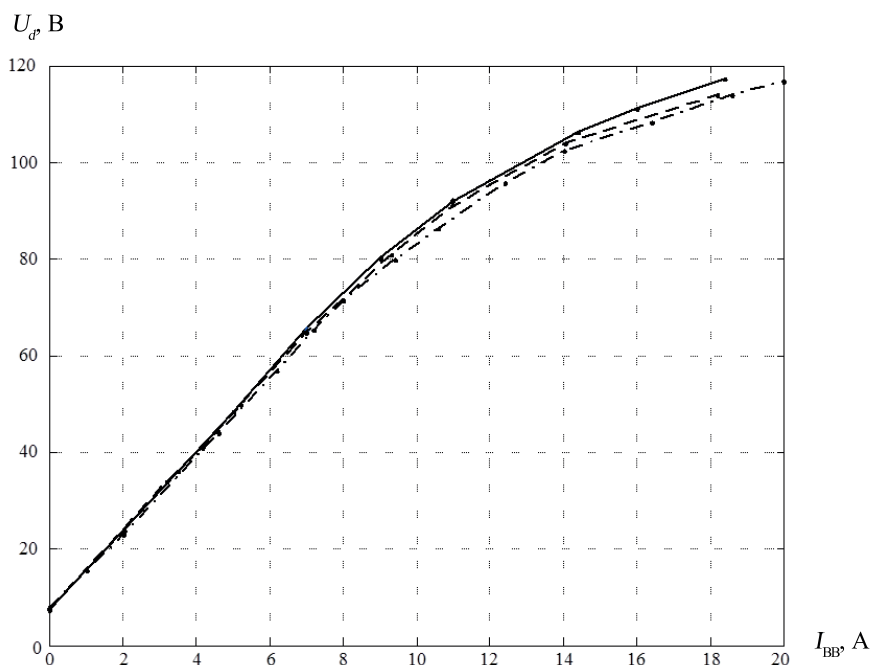


Рис. 4.8. Характеристика холостого хода СМБВ типа ВБ-59/7-10;
— расчет; - - эксперимент, образец № 1; - · - · эксперимент, образец № 2

Максимальная погрешность расчета ненасыщенной части характеристики холостого хода совмещенного подвозбудителя составила

17,8 %, насыщенной части — 9,6 %. Оба максимальных значения получены в результате сравнения расчетных данных с данными испытаний второго образца. Это объясняется повышенным разбросом величины воздушного зазора второго образца возбудителя (см. табл. 4.3). Величину этого разброса можно оценить с помощью стандартного отклонения, которое составляет 3,5 % от величины среднего воздушного зазора для первого образца и 6 — для второго. Амплитуда зубцовой составляющей поля в воздушном зазоре зависит от величины зазора нелинейно (см. рис. 2.17).

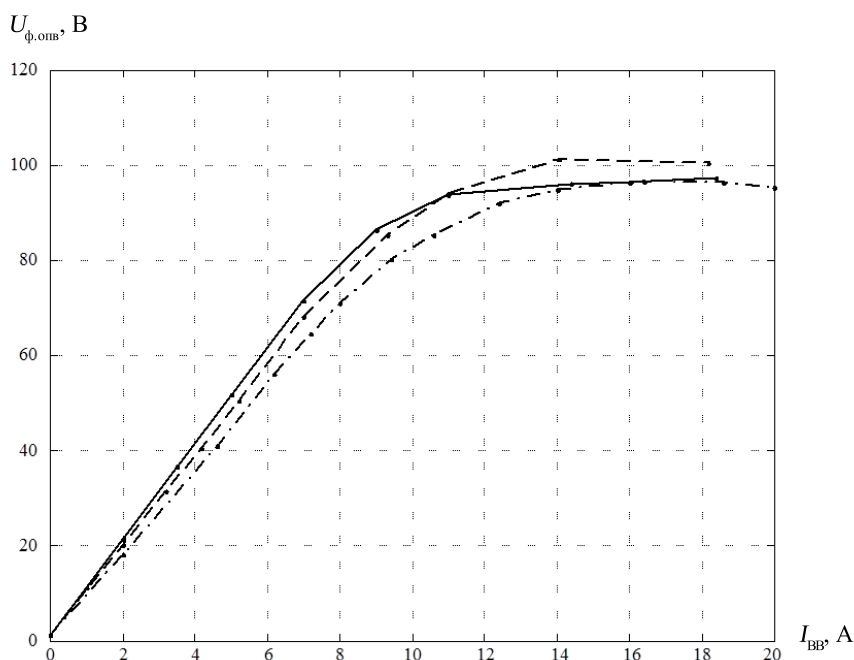


Рис. 4.9. Характеристика холостого хода совмещенного подвозбудителя СМБВ типа ВБ-59/7-10; — расчет; - - эксперимент, образец № 1; - · - эксперимент, образец № 2

Поэтому уменьшение ЭДС катушек ОПВ, размещенных на полюсах с увеличенным зазором, преобладает над увеличением ЭДС катушек ОПВ, размещенных на полюсах с уменьшенным зазором. Как следствие характеристика холостого хода совмещенного подвозбудителя второго образца СМБВ проходит ниже, несмотря на близость средних значений воздушного зазора образцов, $\delta_{ср} = 3,09$ мм — для первого образца и $\delta_{ср} = 3,13$ мм — для второго.

При расчете характеристик была принята одинаковая для всех полюсов величина воздушного зазора $\delta = 3,09$ мм, поэтому погрешности, полученные в результате сравнения расчетных данных с данными испытаний первого образца, значительно меньше: 7 % — для ненасыщенной части и 5,3 % — для насыщенной.

Сравнение ненасыщенных участков расчетной и экспериментальной характеристик холостого хода совмещенного подвозбудителя позволяет дать оценку предложенного метода расчета проводимостей взаимоиנדукции. ЭДС совмещенного подвозбудителя в режиме холостого хода определяется только индукторной составляющей поля в зазоре. На начальном участке характеристики насыщение магнитной цепи практически не сказывается, поэтому точность расчета ЭДС совмещенного подвозбудителя определяет точность расчета зубцовой составляющей поля в воздушном зазоре. Таким образом, предложенный метод расчета проводимостей взаимоиנדукции позволяет рассчитывать гармонические поля в воздушном зазоре СМБВ вплоть до зубцовой составляющей с максимальной погрешностью 7 %.

Удовлетворительная сходимость расчетных характеристик холостого хода возбудителя и совмещенного подвозбудителя с экспериментальными характеристиками на насыщенном участке свидетельствует о том, что математическая модель адекватно отражает насыщение магнитной цепи СМБВ, в том числе и влияние изменения уровней насыщения зубцов индуктора при перемещении зубчатого якоря на ЭДС совмещенного подвозбудителя. Более подробно этот процесс и механизм его влияния на ЭДС совмещенного подвозбудителя будут описаны ниже.

В качестве эквивалентной нагрузки возбудителя использован источник тока. Таким образом, для расчета нагрузочного режима необходимо задаться током нагрузки возбудителя. При расчете нагрузочных характеристик ток нагрузки возбудителя определяется выпрямленным напряжением, сопротивлением обмотки возбуждения возбуждаемой машины и пускозащитным сопротивлением. Следовательно, расчет каждой точки нагрузочной характеристики сводится к решению нелинейного уравнения следующего вида:

$$U_d(I_{\text{вв}}, I_d) = I_d R_d, \quad (4.1)$$

где U_d — выпрямленное напряжение возбудителя; $I_{\text{вв}}$ — ток возбуждения возбудителя; I_d — выпрямленный ток возбудителя; R_d — эквивалентное активное сопротивление нагрузки возбудителя.

При фиксированном значении тока возбуждения решение этого уравнения находится в точке пересечения внешних характеристик возбудителя и его эквивалентной нагрузки (рис. 4.10).

При расчете нагрузочных характеристик уравнение (4.1) решалось методом хорд.

В условиях эксперимента при определении нагрузочных характеристик активное сопротивление нагрузки не остается постоянным, поэтому для корректного сравнения с экспериментальными данными при расчете нагрузочной характеристики были использованы опытные значения активного сопротивления нагрузки.

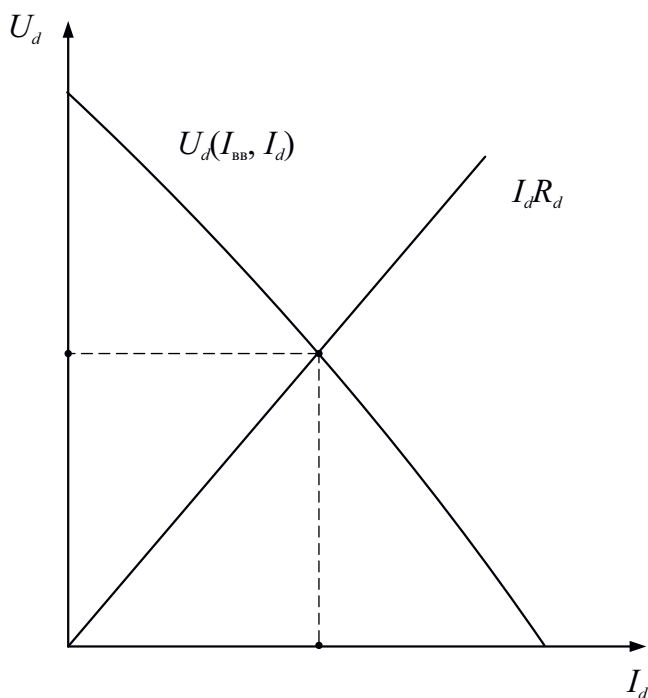


Рис. 4.10. Определение рабочей точки на внешней характеристике возбудителя

Полученные в результате расчета нагрузочные характеристики приведены в табл. 4.4, 4.5 и на рис. 4.11, 4.12. Там же приведены экспериментальные нагрузочные характеристики первого и второго образцов. В номинальном и форсировочном режимах погрешность расчета не превышает 10 %.

Удовлетворительная сходимость расчетных и экспериментальных нагрузочных характеристик свидетельствует о том, что разработанная математическая модель адекватно отражает поля рассеяния возбудителя и процессы во вращающемся преобразователе.

Характеристика короткого замыкания рассчитывалась при замене источника в цепи нагрузки возбудителя ветвью с нулевым активным сопротивлением, поскольку в этом режиме допущение о сглаженности тока уже не является корректным.

Полученные в результате расчета характеристики короткого замыкания приведены в табл. 4.6, 4.7 и на рис. 4.13. Там же приведены экспериментальные характеристики короткого замыкания первого и второго образцов.

Таким образом, и в режиме короткого замыкания разработанная математическая модель обеспечивает удовлетворительную сходимость с экспериментом.

Таблица 4.4

$I_{\text{БВ}}, \text{А}$	Эксперимент, образец № 1			Расчет			
	$U_d, \text{В}$	$I_d, \text{А}$	$R_d, \text{Ом}$	$U_d, \text{В}$	$\Delta U_d, \%$	$I_d, \text{А}$	$\Delta I_d, \%$
1,2	9	100	0,0900	9,2	−1,7	101,7	−1,7
3,2	18	200	0,0900	17,8	1,3	197,5	1,3
5,2	26	300	0,0867	25,9	0,4	298,9	0,4
7,2	35	400	0,0875	34,4	1,7	393,3	1,7
9,2	44	500	0,0880	42,9	2,4	487,9	2,4
11,6	52	600	0,0867	51,7	0,5	597,1	0,5
14,4	61	700	0,0871	61,5	−0,8	705,6	−0,8
18,4	69	800	0,0863	71,8	−4,0	832,2	−4,0

Таблица 4.5

$I_{\text{БВ}}, \text{А}$	Эксперимент, образец № 2			Расчет			
	$U_d, \text{В}$	$I_d, \text{А}$	$R_d, \text{Ом}$	$U_d, \text{В}$	$\Delta U_d, \%$	$I_d, \text{А}$	$\Delta I_d, \%$
4,0	19	220	0,0864	20,8	−9,5	240,9	−9,5
4,8	22	270	0,0815	23,5	−6,8	288,4	−6,8
7,6	35	400	0,0875	36,1	−3,2	412,6	−3,2
10,0	45	520	0,0865	45,7	−1,6	528,5	−1,6
12,4	52	610	0,0852	54,1	−4,0	634,5	−4,0

Окончание табл. 4.5

$I_{\text{БВ}}, \text{A}$	Эксперимент, образец № 2			Расчет			
	$U_d, \text{В}$	$I_d, \text{А}$	$R_d, \text{Ом}$	$U_d, \text{В}$	$\Delta U_d, \%$	$I_d, \text{А}$	$\Delta I_d, \%$
14,4	58	680	0,0853	60,9	−5,1	714,4	−5,1
18,0	69	790	0,0873	71,2	−3,2	814,9	−3,2

Погрешность расчета в зоне эксплуатационных значений тока возбуждения не превышает 15 %.

Оценка учета влияния реакции якоря совмещенного подвозбудителя на процессы в возбудителе проводилась для СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 по результатам описанного выше экспериментального исследования.

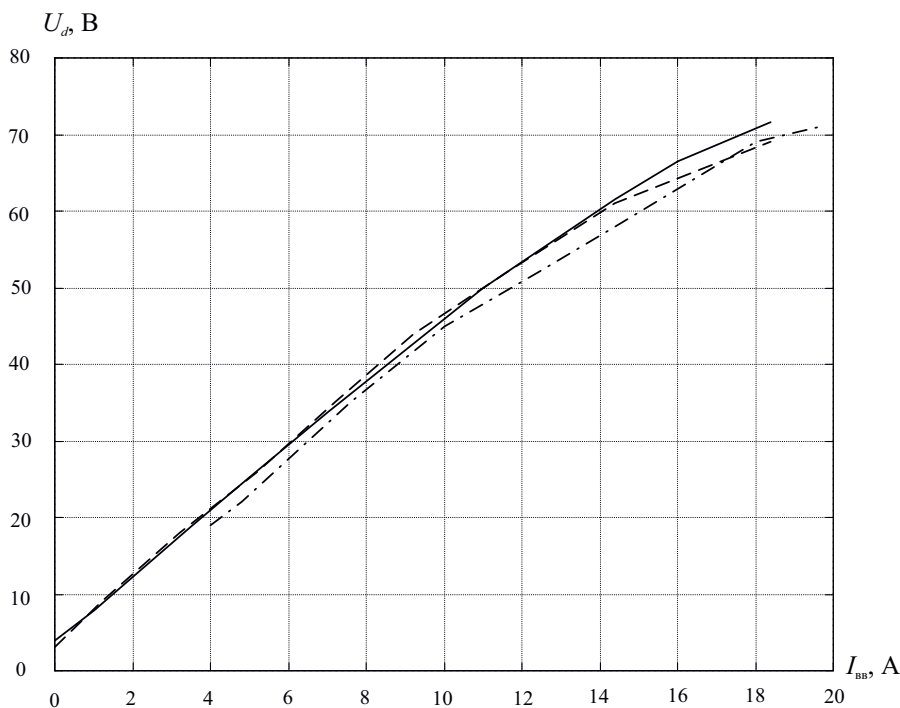


Рис. 4.11. Нагрузочная характеристика СМБВ типа ВВ-59/7-10;
 — расчет; - - - эксперимент, образец № 1;
 - · - · эксперимент, образец № 2

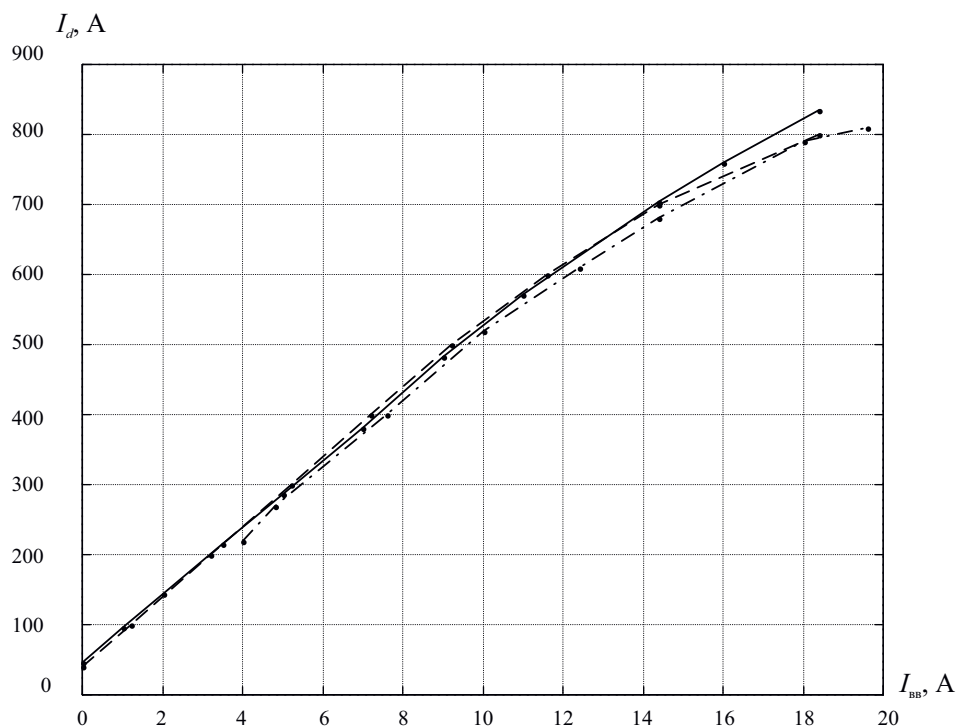


Рис. 4.12. Нагрузочная характеристика СМБВ типа ВБ-59/7-10;
— расчет; - - - эксперимент, образец № 1;
- · - · эксперимент, образец № 2

Таблица 4.6

$I_{вв}, A$	Эксперимент, образец № 1	Расчет	
		$I_{дк}, A$	$\Delta I_{дк}, \%$
0,0	75	80,4	-7,2
1,0	170	166,9	1,8
2,0	280	253,4	9,5
4,0	480	426,3	11,2
5,0	590	512,8	13,1
6,0	690	599,3	13,1
8,0	900	772,2	14,2
12,2	1340	1135,4	15,3

Таблица 4.7

$I_{\text{ВВ}}, \text{A}$	Эксперимент, образец № 2	Расчет	
	$I_{\text{дк}}, \text{A}$	$I_{\text{дк}}, \text{A}$	$\Delta I_{\text{дк}}, \%$
0,0	80	80,4	−0,5
1,4	200	201,5	−0,7
2,2	300	270,7	9,8
4,2	500	443,6	11,3
5,2	600	530,1	11,7
7,2	800	703,0	12,1
9,0	1000	858,7	14,1

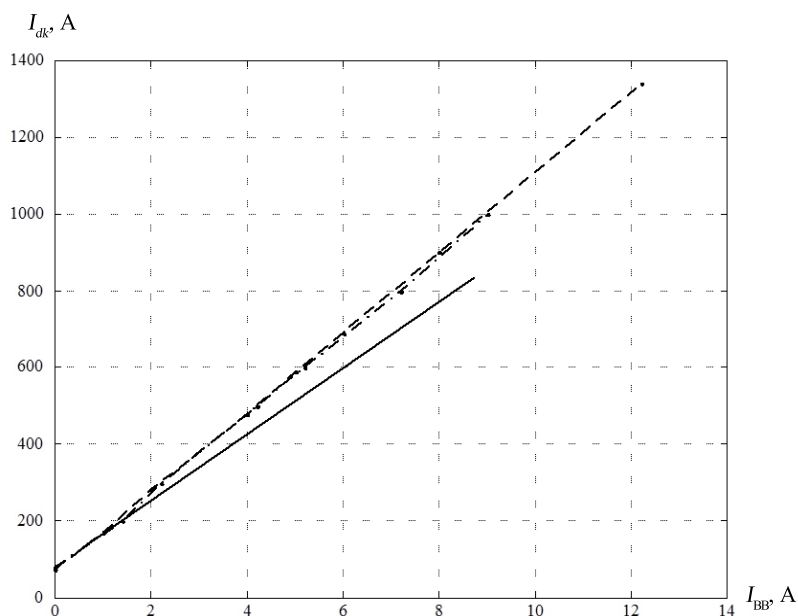


Рис. 4.13. Характеристика короткого замыкания СМБВ типа ВВ-59/7-10;
— расчет; - - - эксперимент, образец № 1; - · - · эксперимент, образец № 2

В ходе экспериментального исследования влияние реакции якоря совмещенного подвозбудителя выявлено только в режиме холостого хода. Поэтому для оценки математической модели были выполнены расчеты характеристики холостого хода возбудителя ВВБТ-59/7-10 для двух случаев. В первом случае ток источника тока в цепи нагрузки совмещенного подвозбудителя принимался равным нулю, что соответствует холостому ходу подвозбудителя. Во втором случае подвозбу-

датель находился под нагрузкой. Ток нагрузки подвозбудителя при заданном токе возбуждения принимался по опытным данным.

Расчетные и экспериментальные характеристики холостого хода приведены в табл. 4.8 и на рис. 4.14.

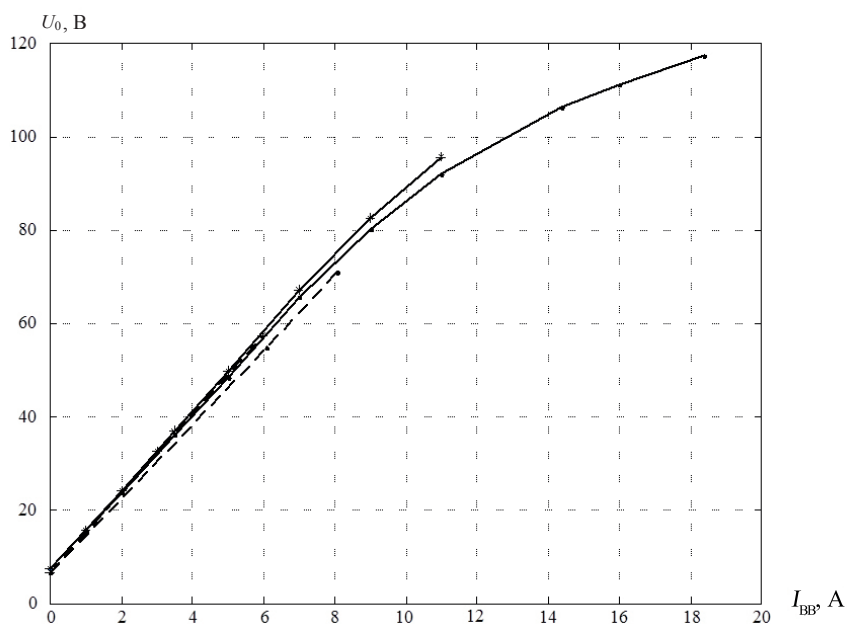


Рис. 4.14. Характеристика холостого хода СМБВ типа ВВБТ-59/7-10;
 — расчет ОПВ разомкнута; - - - - расчет ОПВ нагружена;
 - - - эксперимент — ОПВ разомкнута; *** эксперимент — ОПВ нагружена

Таблица 4.8

I_{BB}, A	Эксперимент			Расчет		
	U_d, B		$\Delta U_d, \%$	U_d, B		$\Delta U_d, \%$
	ОПВ откл.	ОПВ вкл.		ОПВ откл.	ОПВ вкл.	
0	6,70	6,72	0	7,54	7,46	-1
3,02	30,61	32,55	6	32,29	32,80	2
5,97	53,97	57,5	7	56,89	58,12	2

Как видно из табл. 4.8, реакция якоря совмещенного подвозбудителя увеличивает выпрямленное напряжение возбудителя. Разработанная математическая модель верно отражает характер этого процесса.

4.1.3. Оценка математической модели СМБВ по мгновенным значениям величин

Оценка разработанной математической модели по мгновенным значениям величин выполнена по данным описанного выше экспериментального исследования СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 синхронного генератора СВТ-85/64—4 УХЛ2. В результате этого исследования были получены осциллограммы токов и напряжений обмоток в различных режимах работы.

Начала отсчета по времени всех снятых осциллограмм совпадают, поскольку при постоянной частоте вращения момент начала записи синхронизирован с угловым положением вала генератора с помощью фототахометра.

Очевидно, что угловое положение якоря в момент начала отсчета математической модели не совпадет с угловым положением якоря в момент начала записи экспериментальных кривых, поскольку момент начала записи определяется положением метки на валу синхронного генератора, которое выбиралось произвольно. Для удобства сравнения необходимо привести расчетные и экспериментальные кривые к единому началу отсчета, в котором угловые положения якоря исследуемого возбудителя и математической модели совпадут.

Для этого необходимо сдвинуть экспериментальную кривую вдоль оси времени на время рассогласования Δt . Время рассогласования определялось по первой гармонике напряжения фазы якоря возбудителя на холостом ходу (см. рис. 4.15). В результате разложения в ряд Фурье расчетной и экспериментальной кривых были определены фазы их первых гармонических составляющих φ_3 и φ_p .

$$\varphi_3 = \arctan\left(\frac{b_{13}}{a_{13}}\right), \quad \varphi_p = \arctan\left(\frac{b_{1p}}{a_{1p}}\right), \quad (4.2)$$

где a_{13}, a_{1p} — коэффициенты при первых четных членах рядов Фурье;
 b_{13}, b_{1p} — коэффициенты при первых нечетных членах рядов Фурье.

Время рассогласования Δt определялось следующим образом:

$$\Delta t = \frac{(\varphi_p - \varphi_3) \cdot T}{2\pi}, \quad (4.3)$$

где T — период кривой фазного напряжения.

Расчетные и экспериментальные кривые приведены на рис. 4.16—4.32. Формы расчетных кривых достаточно близки к экспериментальным. Это свидетельствует о том, что разработанная математическая модель верно отражает процессы, протекающие в СМБВ.

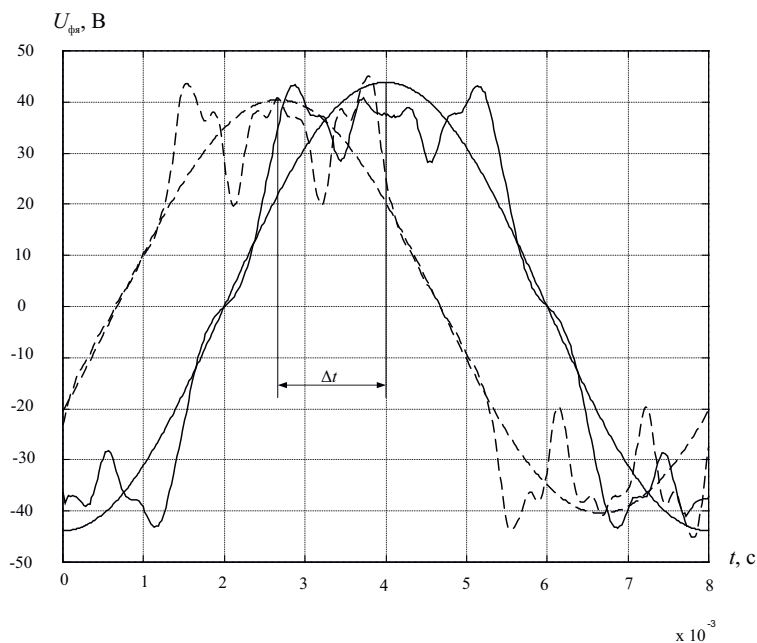


Рис. 4.15. Зависимость напряжения фазы якоря СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени на холостом ходу, $I_{BB} = 6 \text{ A}$; — расчет; - - - эксперимент

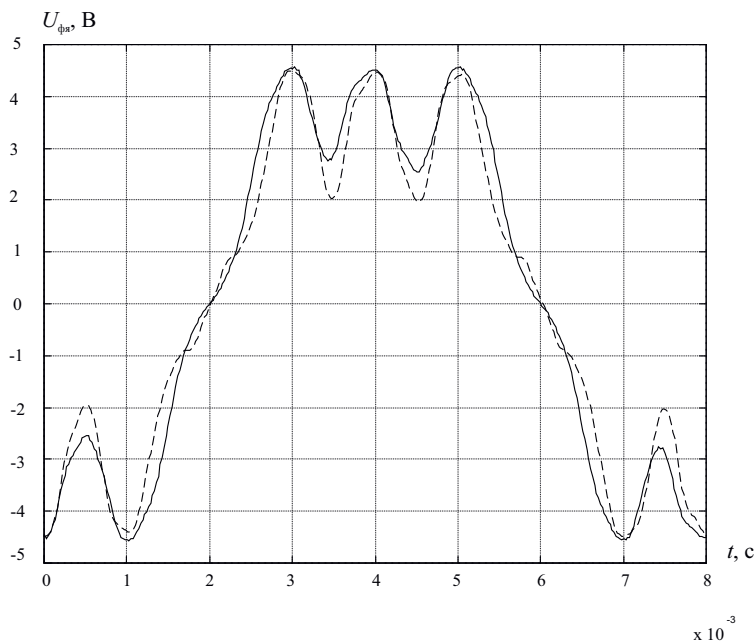


Рис. 4.16. Зависимость напряжения фазы якоря СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени на холостом ходу, $I_{BB} = 0 \text{ A}$; — расчет; - - - эксперимент

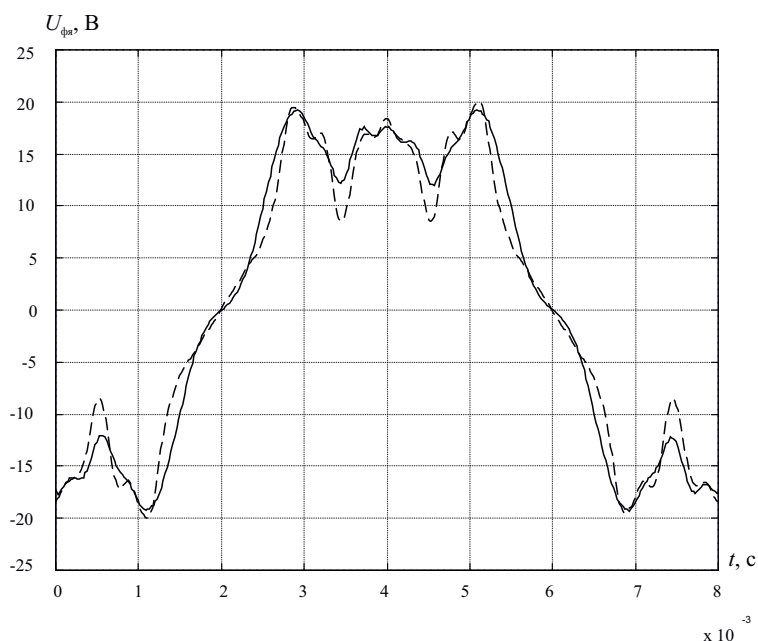


Рис. 4.17. Зависимость напряжения фазы якоря СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени на холостом ходу, $I_{BB} = 3,07 \text{ A}$; — расчет; - - - эксперимент

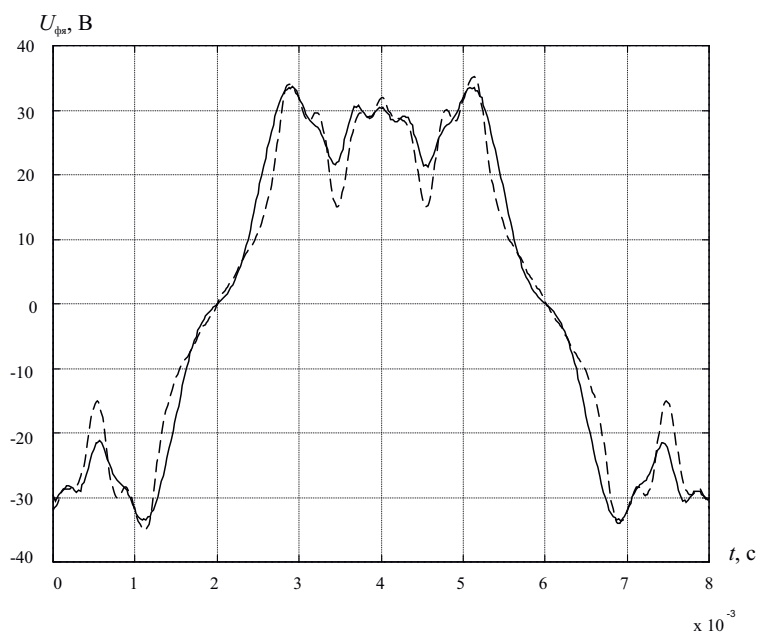


Рис. 4.18. Зависимость напряжения фазы якоря СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени на холостом ходу, $I_{BB} = 6 \text{ A}$; — расчет; - - - эксперимент

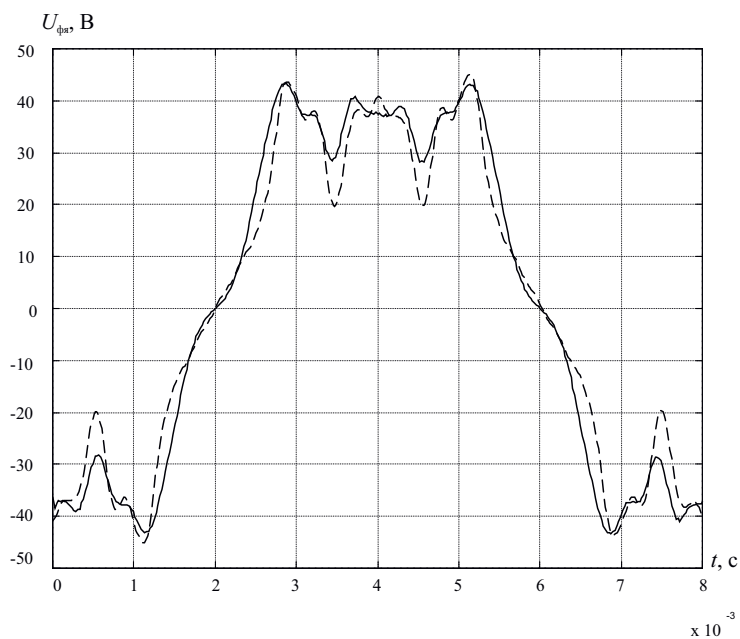


Рис. 4.19. Зависимость напряжения фазы якоря СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени на холостом ходу, $I_{BB} = 8,17$ А; — расчет; - - - эксперимент

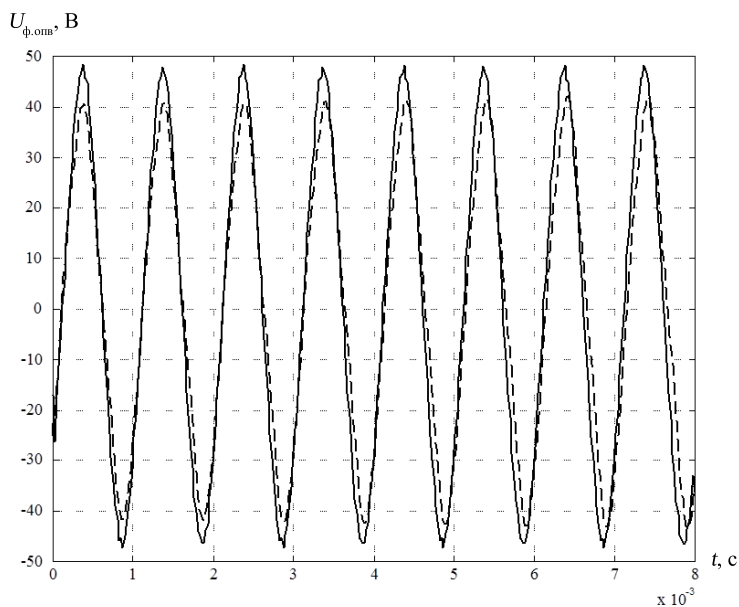


Рис. 4.20. Зависимость напряжения фазы якоря совмещенного подвозбудителя СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени на холостом ходу, $I_{BB} = 3,07$ А; — расчет; - - - эксперимент

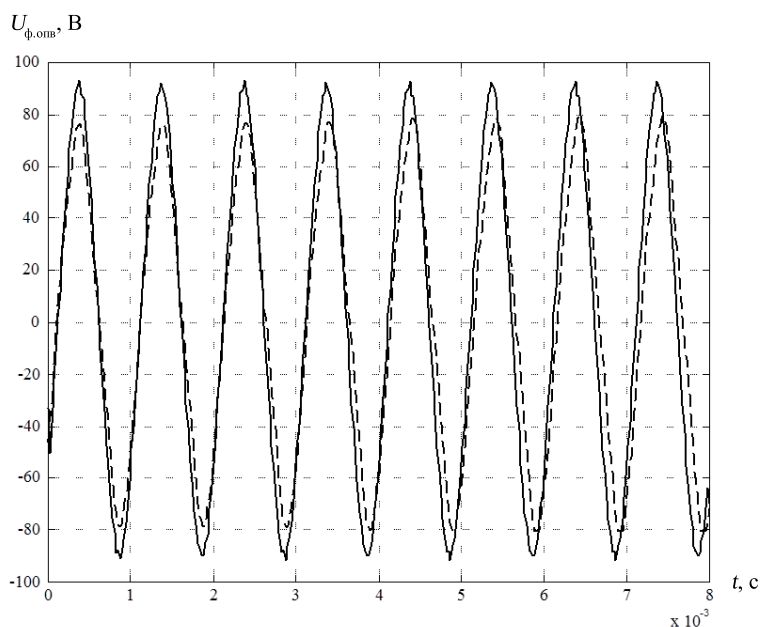


Рис. 4.21. Зависимость напряжения фазы якоря совмещенного подвозбудителя СМБВ типа ВВБТ-59/7–10 от времени на холостом ходу, $I_{BB} = 6$ А; — расчет; - - - эксперимент

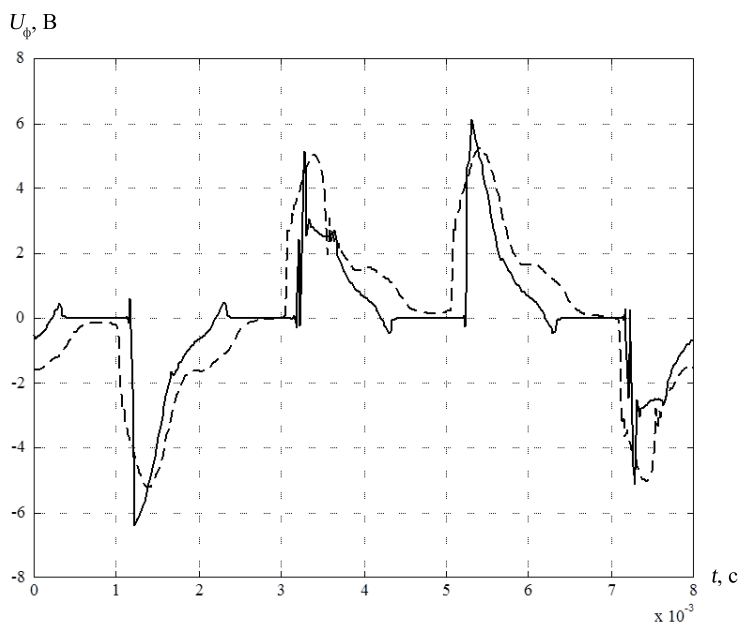


Рис. 4.22. Зависимость напряжения фазы якоря СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени при номинальной нагрузке, $I_{BB} = 0$ А; — расчет; - - - эксперимент

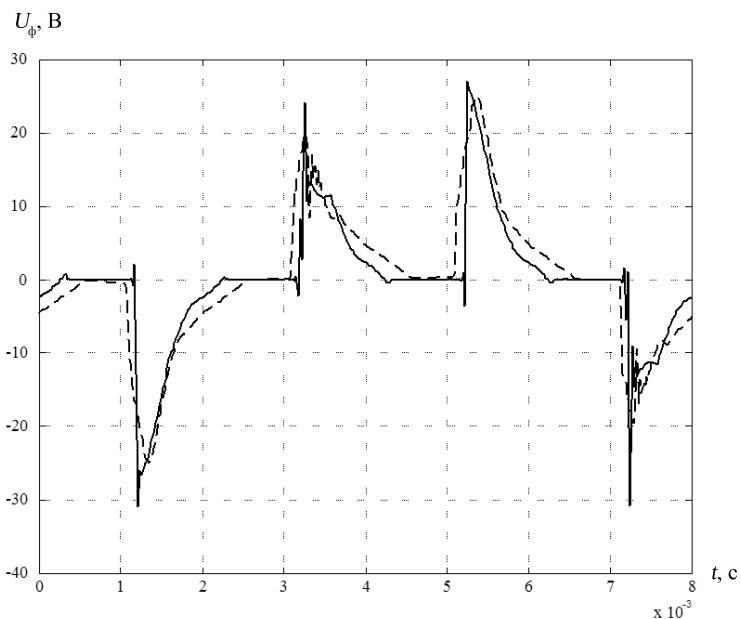


Рис. 4.23. Зависимость напряжения фазы якоря СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени при номинальной нагрузке, $I_{BB} = 2,98 \text{ A}$; — расчет; - - эксперимент

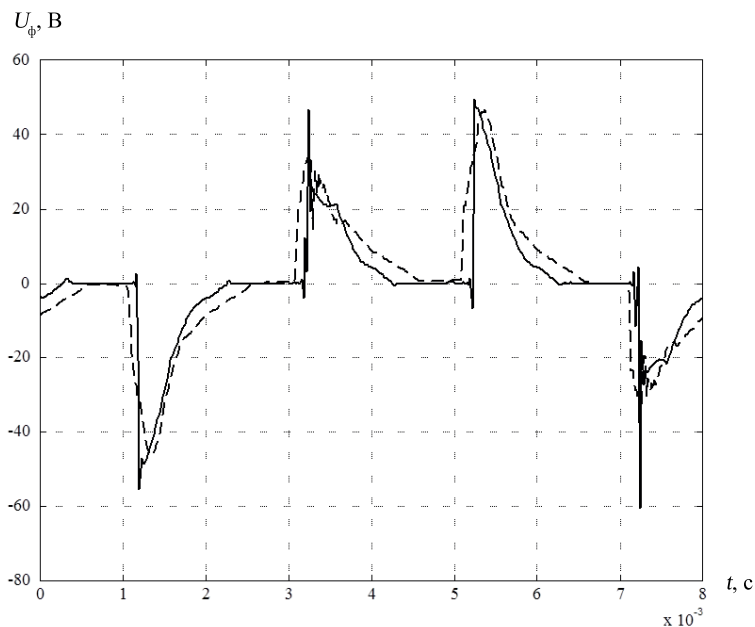


Рис. 4.24. Зависимость напряжения фазы якоря СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени при номинальной нагрузке, $I_{BB} = 6,25 \text{ A}$; — расчет; - - эксперимент

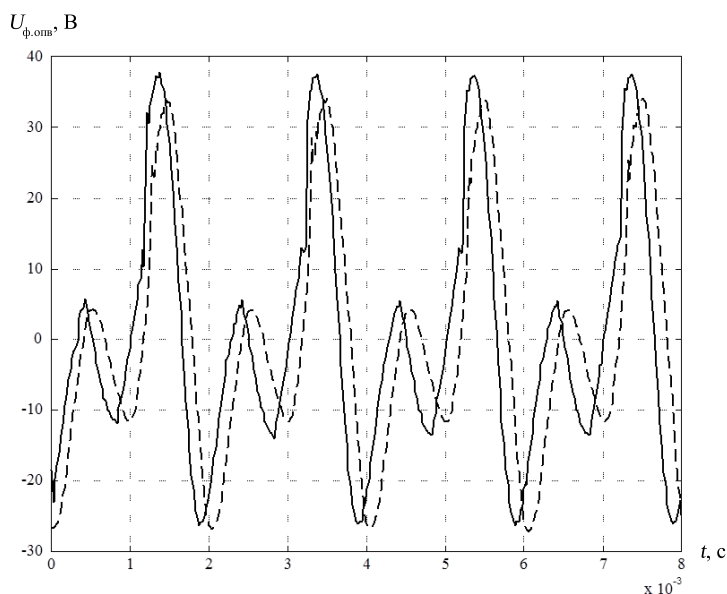


Рис. 4.25. Зависимость напряжения фазы якоря совмещенного подвозбудителя СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени при номинальной нагрузке, $I_{\text{ВВ}} = 2,98 \text{ A}$; — расчет; - - - эксперимент

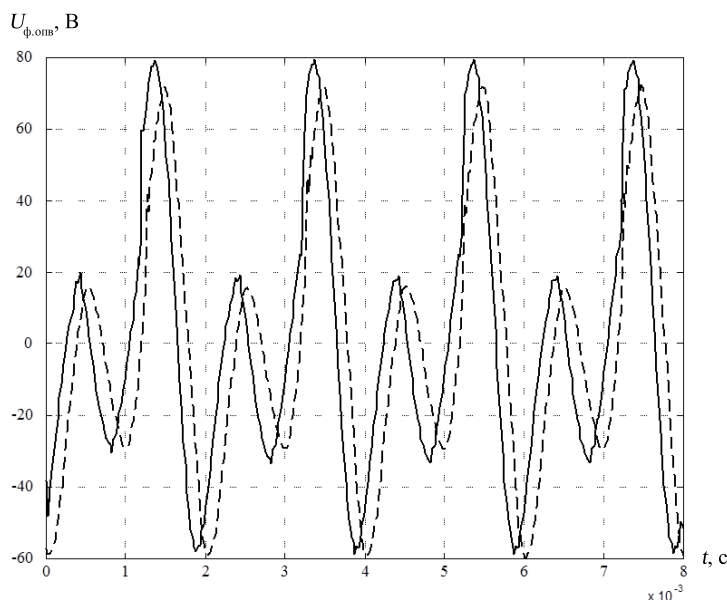


Рис. 4.26. Зависимость напряжения фазы якоря совмещенного подвозбудителя СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени при номинальной нагрузке, $I_{\text{ВВ}} = 6,25 \text{ A}$; — расчет; - - - эксперимент

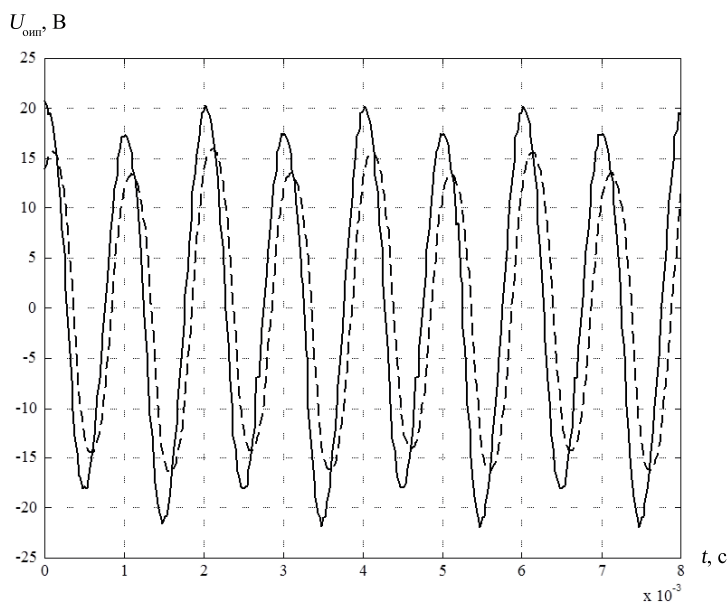


Рис. 4.27. Зависимость напряжения источника питания АРВ СМБВ типа ВВБТ-59/7–10 от времени при номинальной нагрузке, $I_{BB} = 0$ А; — расчет; - - - эксперимент

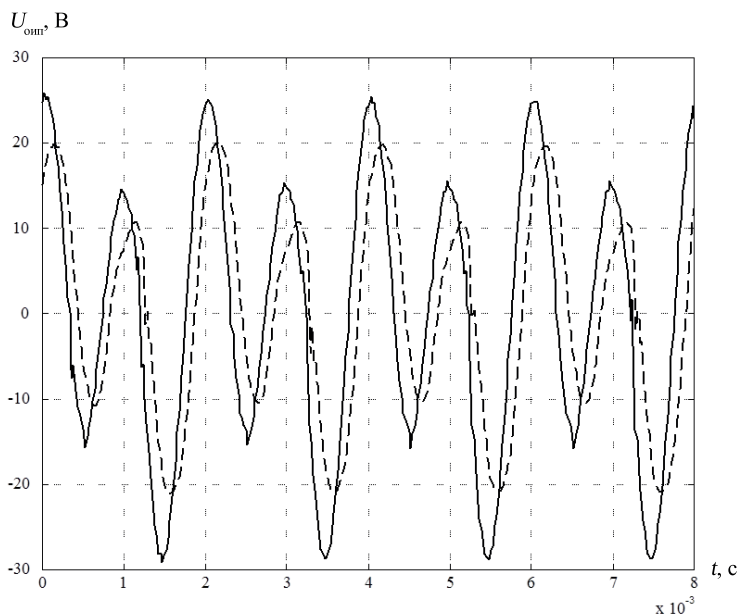


Рис. 4.28. Зависимость напряжения источника питания АРВ СМБВ типа ВВБТ 59/7–10 от времени при номинальной нагрузке, $I_{BB} = 2,98$ А; — расчет; - - - эксперимент

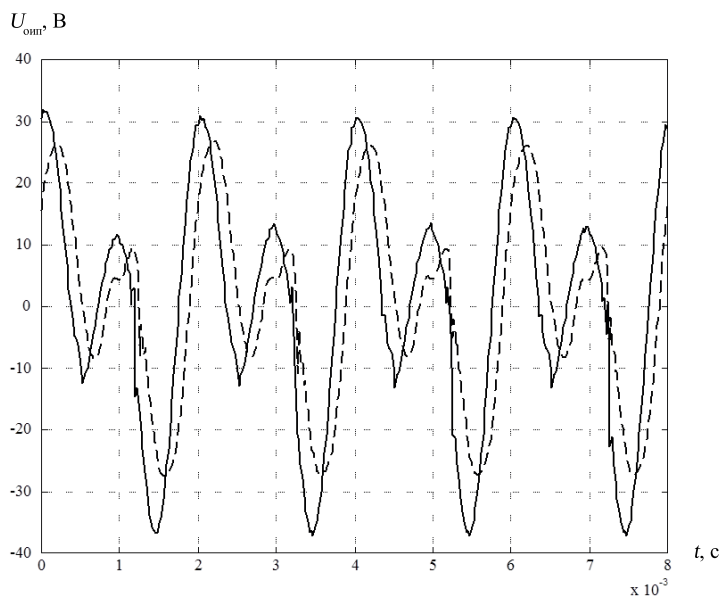


Рис. 4.29. Зависимость напряжения источника питания АРВ СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени при номинальной нагрузке, $I_{\text{ВВ}} = 6,25 \text{ A}$;
— расчет; - - - эксперимент

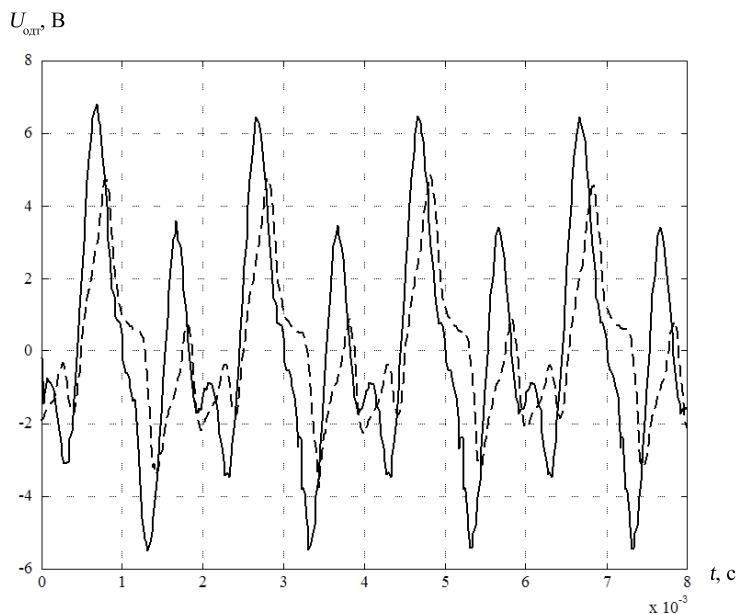


Рис. 4.30. Зависимость напряжения обмотки датчика тока ротора СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени при номинальной нагрузке, $I_{\text{ВВ}} = 0 \text{ A}$;
— расчет; - - - эксперимент

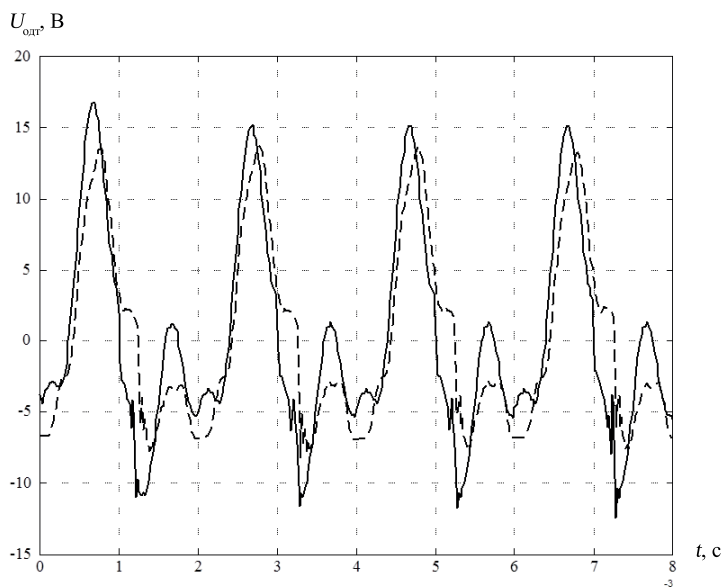


Рис. 4.31. Зависимость напряжения обмотки датчика тока ротора СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени при номинальной нагрузке, $I_{\text{ВВ}} = 2,98 \text{ A}$;
— расчет; - - - эксперимент

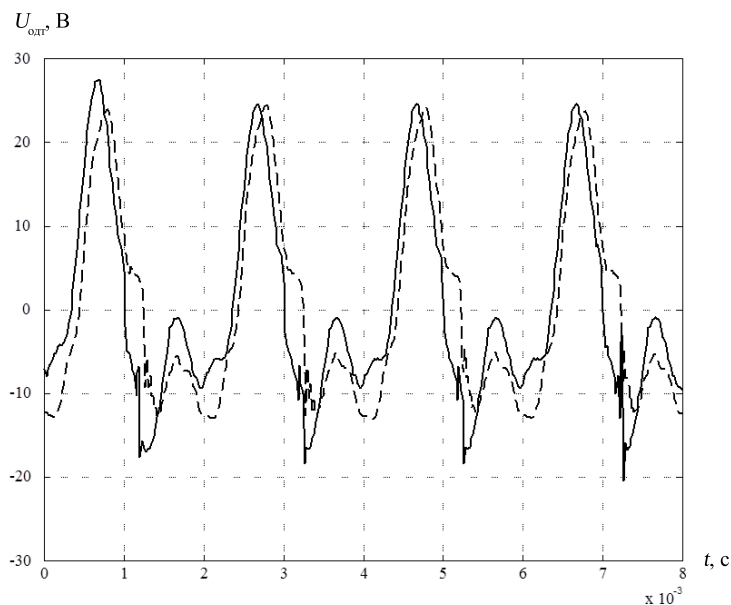


Рис. 4.32. Зависимость напряжения обмотки датчика тока ротора СМБВ типа ВВБТ-59/7-10 от времени при номинальной нагрузке, $I_{\text{ВВ}} = 6,25 \text{ A}$;
— расчет; - - - эксперимент

4.2. Исследование изменения уровней насыщения зубцов индуктора при вращении якоря

Величина индукторной составляющей ЭДС совмещенного подвозбудителя определяется разницей между максимальным и минимальным значениями потокосцепления ОПВ. На рис. 4.33 и рис. 4.34 показаны два положения якоря относительно индуктора, соответствующие максимальному (рис. 4.33) и минимальному (рис. 4.34) значениям потокосцепления фазы ОПВ. При перемещении зубчатого якоря относительно индуктора уровень насыщения отдельных зубцов индуктора изменяется, влияя на изменение амплитуды потокосцепления.

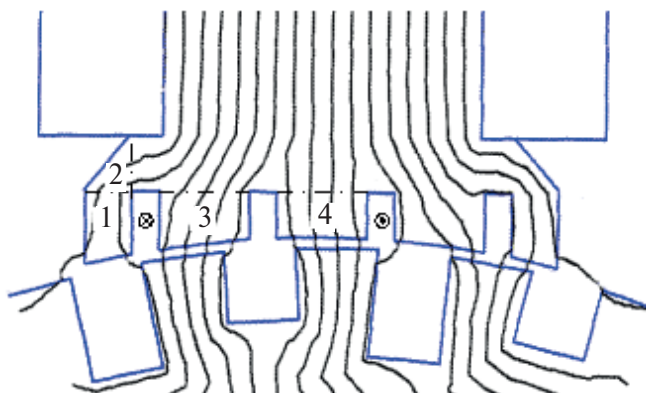


Рис. 4.33. Положение якоря, соответствующее максимальному потокосцеплению фазы ОПВ: 1, 2, 3 и 4 — номера участков магнитной цепи

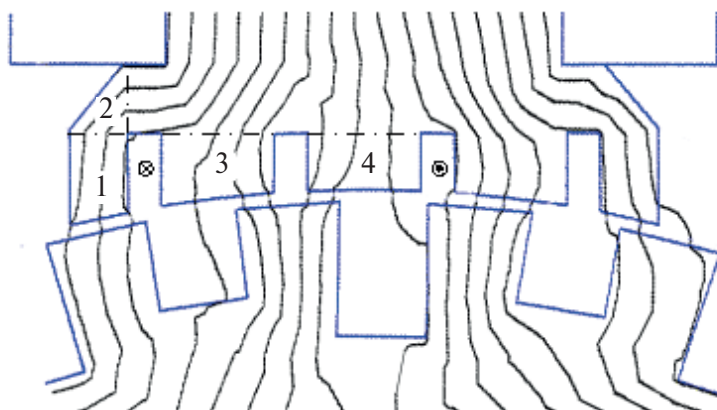


Рис. 4.34. Положение якоря, соответствующее минимальному потокосцеплению фазы ОПВ

С помощью разработанной математической модели выполнены расчеты изменения потокосцепления витка ОПВ и относительной магнитной проницаемости участков зубцовой зоны индуктора в функции углового перемещения якоря (рис. 4.35).

Из рис. 4.35 видно, что максимуму потокосцепления соответствует максимальное значение относительной магнитной проницаемости участков 1 и 2, составляющих крайний зубец индуктора. Это приводит к снижению максимального значения потокосцепления вследствие «ухода» потока в крайний зубец. Минимуму же потокосцепления соответствует минимальное значение относительной магнитной проницаемости 1-го и 2-го участков, что ведет к увеличению минимального значения потокосцепления вследствие «вытеснения» потока из крайнего зубца. Следовательно, изменение относительной магнитной проницаемости крайнего зубца индуктора приводит к снижению амплитуды изменения потокосцепления ОПВ и ее ЭДС.

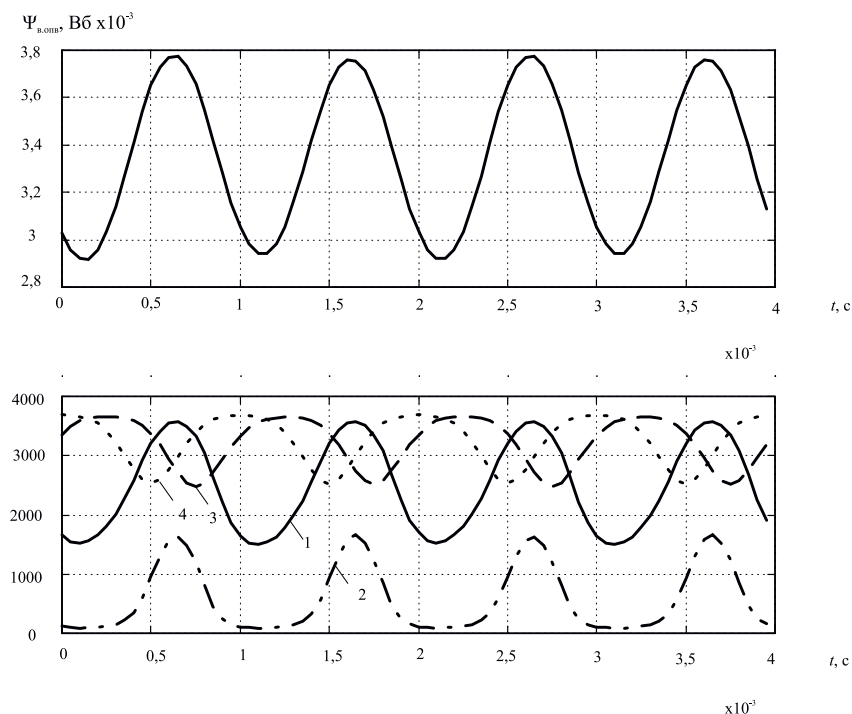


Рис. 4.35. Изменение потокосцепления витка ОПВ; изменение относительной магнитной проницаемости участков зубцовой зоны индуктора; — участок 1, -.-.- участок 2, - - - участок 3, ··· участок 4; сечение крайних зубцов принято равным сечению крайних зубцов промышленного образца

Для количественной оценки этого эффекта были выполнены расчеты характеристики холостого хода совмещенного подвозбудителя СМБВ типа ВБ-59/7-10 для четырех значений сечения крайних зубцов индуктора (см. рис. 4.39). При расчете первой характеристики принималось реальное сечение крайних зубцов, при расчете второй характеристики сечение крайних зубцов было увеличено в 1,25 раза, при расчете третьей и четвертой — увеличено в 1,5 и 1,75 раза соответственно. На рис. 4.35–4.38 приведены зависимости потокоцепления витка ОПВ и относительной магнитной проницаемости участков зубцовой зоны индуктора в функции углового перемещения якоря, соответствующие току возбуждения $I_{\text{ВВ}} = 10 \text{ А}$.

Как видно из рис. 4.35–4.38, при увеличенном сечении крайних зубцов их относительная магнитная проницаемость изменяется менее значительно в сравнении с исходным вариантом. Поэтому характеристика холостого хода совмещенного подвозбудителя в данном случае проходит выше исходной характеристики.

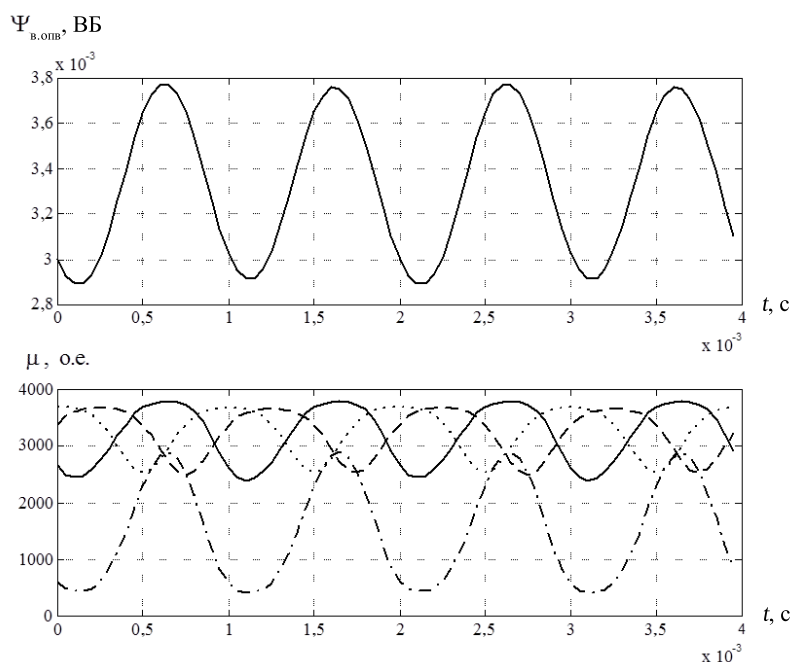


Рис. 4.36. Изменение потокоцепления витка ОПВ; изменение относительной магнитной проницаемости участков зубцовой зоны индуктора; — участок 1, -.-.- участок 2, - - участок 3, ···участок 4; сечение крайних зубцов увеличено в 1,25 раза

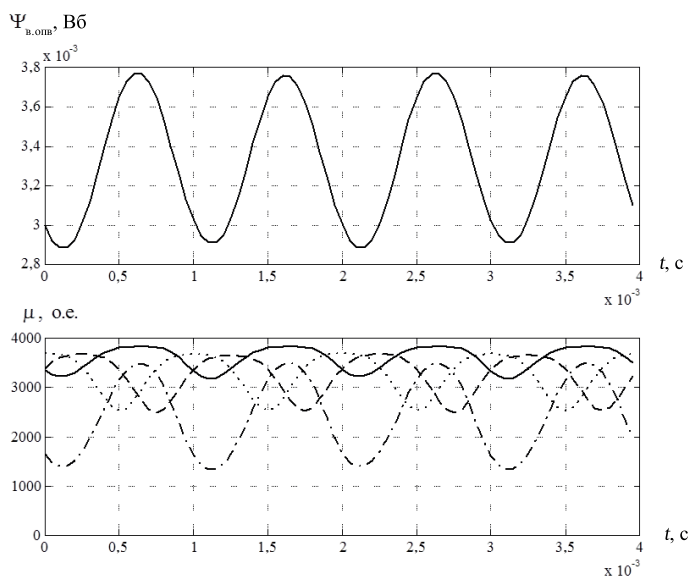


Рис. 4.37. Изменение потокосцепления витка ОПВ; изменение относительной магнитной проницаемости участков зубцовой зоны индуктора; — участок 1, -.- участок 2, - - участок 3, ··· участок 4; сечение крайних зубцов увеличено в 1,5 раза

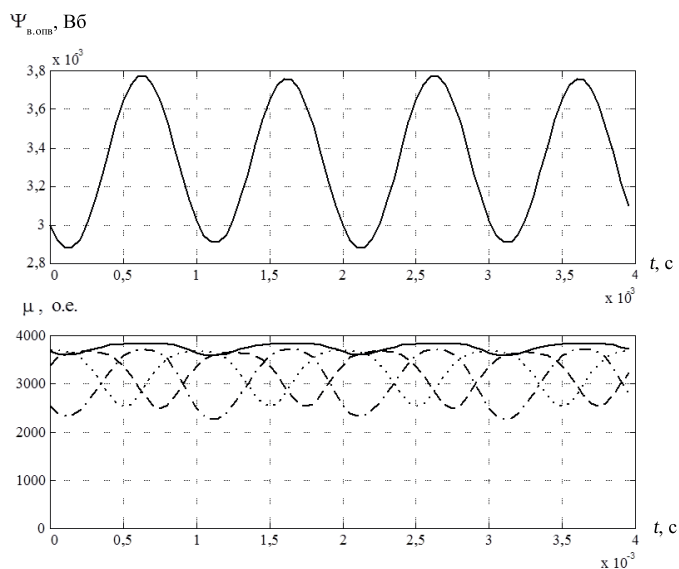


Рис. 4.38. Изменение потокосцепления витка ОПВ; изменение относительной магнитной проницаемости участков зубцовой зоны индуктора; — участок 1, -.- участок 2, - - участок 3, ··· участок 4; сечение крайних зубцов увеличено в 1,75 раза

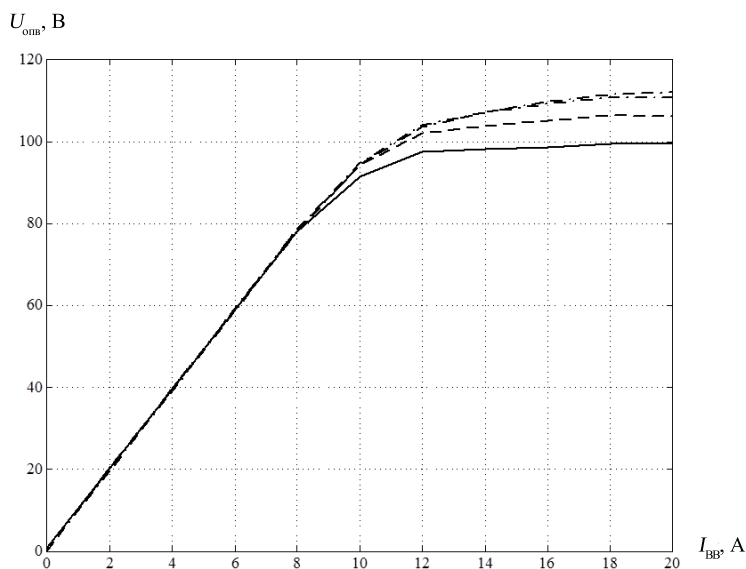


Рис. 4.39. Характеристика холостого хода совмещенного подвозбудителя СМБВ типа ВВБТ-59/7-10; — сечение крайних зубцов промышленного образца; — - — сечение крайних зубцов увеличено в 1,25 раза; - · - · - сечение крайних зубцов увеличено в 1,5 раза; - - - - сечение крайних зубцов увеличено в 1,75 раза

При увеличении сечения крайних зубцов в 1,5 раза напряжение холостого хода возрастает на 15 %, дальнейшее увеличение сечения крайних зубцов приводит лишь к незначительному росту напряжения. Это объясняется тем, что сталь крайних зубцов начинает работать в ненасыщенной зоне характеристики намагничивания.

Поэтому при проектировании, с целью повышения ЭДС совмещенного подвозбудителя и его мощности, сечения крайних зубцов индуктора следует выбирать таким образом, чтобы последние работали на линейной части характеристики намагничивания вблизи колена насыщения.

.....

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

.....

В данном учебном пособии приведены этапы разработки математической модели СМБВ в фазных координатах, основанной на расчете мгновенных значений электрических и магнитных величин. Разработанная математическая модель СМБВ в фазных координатах существенно расширяет возможности выполнения предпроектных исследований при разработке различных модификаций ВУ для синхронных машин различного назначения. В отличие от существующих математических моделей СМБВ модель в фазных координатах дает возможность выполнять исследования влияния несимметричных режимов работы СМБВ при выходе из строя диодов вращающегося выпрямителя, определять статические характеристики ВУ с учетом технологических отклонений зазоров под полюсами и разброса параметров постоянных магнитов в полюсах комбинированного возбуждения, а также оценивать структуру обмотки датчика тока ротора с точки зрения точности измерения тока и диагностики повреждений вращающегося выпрямителя и т. п.

Математическая модель СМБВ в фазных координатах позволяет учесть асимметрию и насыщение магнитной цепи, взаимное перемещение зубчатых сердечников, дискретное распределение обмоток по пазам, взаимное влияние ЭМ, совмещенных в магнитной цепи СМБВ, а также влияние выпрямительной нагрузки на процессы в магнитной цепи.

Разработанная математическая модель основывается на применении и развитии универсального метода МПЗК и метода детализированных схем замещения с одновременным решением полевой задачи в области воздушного зазора. В результате применения этих методов был изменен традиционный подход к расчету магнитных полей элек-

трических машин и созданы модели для одновременного расчета и магнитных полей, и процессов в ВУ в мгновенных значениях без использования индуктивных параметров, пространственных и временных гармоник. На основе МПЗК получена система уравнений магнитной и электрической цепи СМБВ и предложен метод совместного решения уравнений магнитной и электрической цепи СМБВ, допускающий наличие безындуктивных контуров в электрической цепи.

Для решения полевой задачи в насыщенном многополюсном ВУ типа СМБВ с несимметричной магнитной системой при наличии двухсторонней зубчатости с учетом взаимного влияния совмещенных электромеханических устройств, которые работают на основной, третьей, пятой и зубцовой гармониках результирующего поля, в пособии предложен упрощенный метод расчета проводимостей взаимоиндукции между зубцовыми контурами на основе метода удельных магнитных сопротивлений (МУМС). МУМС разработан авторами на основе теории цепей, с учетом двухсторонней зубчатости при аппроксимации точного решения физической картины поля для односторонней зубчатости. По сравнению с МКЭ модель по МУМС позволяет в сотни раз быстрее проводить необходимые расчеты магнитного поля в области воздушного зазора СМБВ при сохранении точности вычислений на уровне инженерных методик. Модель рассчитывает поля в воздушном зазоре любой протяженности независимо от взаимного положения противолежащих зубчатых сердечников и характера распределения пазов.

На основе математической модели СМБВ в фазных координатах разработан программный комплекс, позволяющий исследовать эксплуатационные и аварийные установившиеся режимы работы СМБВ, а также влияние технологических отклонений на его характеристики. Для значительного сокращения объема рутинных операций при математическом описании схемы замещения магнитной цепи предложен блочный алгоритм формирования матричных коэффициентов уравнений модели, позволяющий значительно сократить объем рутинных операций при математическом описании схемы замещения магнитной цепи.

Предложен быстродействующий алгоритм решения частных нелинейных задач для метода решения систем нелинейных алгебраических уравнений А. А. Пулькикова. Использование этого алгоритма позволило сократить долю времени, необходимую для корректировки от-

носительных магнитных проводимостей элементов ЭМСЗ, с 60 (при использовании метода Ньютона) до 15 % от общего времени решения системы нелинейных алгебраических уравнений.

С помощью разработанного программного комплекса выполнены расчеты характеристик СМБВ типа ВБ-59/7–10, получены временные диаграммы токов и напряжений обмоток СМБВ в различных режимах работы. Расчетная схема электрической цепи этого возбудителя насчитывает 30 ветвей и 16 независимых контуров, ЭМСЗ магнитной цепи содержит 414 узлов и 714 ветвей. Таким образом, размерность системы дифференциально-алгебраических уравнений этого возбудителя равна 16, а размерность системы нелинейных алгебраических уравнений, решаемых на каждом шаге интегрирования, составила 413. Число шагов на период индукторной составляющей ЭДС принималось равным 30, что соответствует 240 шагам на период основной гармоники возбудителя. Время расчета одной точки характеристики холостого хода на машине Pentium II, имеющей тактовую частоту процессора 433 МГц, составило от 2 до 118 с, а время расчета одной точки внешней характеристики — от 4 до 60 мин, в зависимости от рассчитываемого режима.

Выполнено экспериментальное исследование установившихся режимов работы СМБВ типа ВВБТ-59/7–10, в результате которых сняты характеристики возбудителя при холостом ходе и при нагрузке совмещенного подвозбудителя. Получены временные диаграммы токов и напряжений обмоток в различных режимах работы. Расчетные характеристики сопоставлены с экспериментальными. Удовлетворительные результаты сравнения подтверждают достоверность теоретических выводов и приемлемость допущений.

В пособии приведен пример использования разработанной математической модели и программного комплекса для расчета характеристик СМБВ. Исследован механизм изменения уровней насыщения зубцов при взаимном перемещении зубчатых сердечников и влияние этого процесса на ЭДС подвозбудителя. Сформулированы рекомендации, позволяющие улучшить технико-экономические показатели СМБВ.

Создана базовая библиотека процедур, которая может быть использована при разработке программ для исследования переходных процессов СМБВ, а также программ расчета машин других типов [38].

.....

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

.....

1. Denisenko Victor. Mathematical Model for Calculation of Steady-state Conditions of Combined Exciters Using Magnetic Resistivity Method / Victor Denisenko, Sergey Makarov // Proceedings of the 5th International Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems (5–8 September, Szczecin and Miedzyzdraje, Poland). 2001. P. 257–262.
2. Экспериментальное исследование режимов работы совмещенного многофункционального бесщеточного возбудителя / В. П. Бубб [и др.] // Электромеханика, электротехнологии и электроматериаловедение : тр. 5-й конференции (Крым, Алушта). 2003. Ч. 1. С. 601–604.
3. Возбудитель бесщеточный ВБМ 59/7-10 УХЛ2 для синхронного дизель-генератора СГД 99/64-4 УХЛ2: протокол испытаний опытного образца / ОАО УЭТМ ; рук. Гарифов Р. Б. Екатеринбург, 1994. 97 с. ОБП. 129.474.
4. Генераторы для дизельных и газотурбинных энергетических установок и гидрогенераторы для малых ГЭС с бесщеточными системами возбуждения / О. Л. Вербер [и др.] // Электротехника, электромеханика и электротехнологии: тр. IV Международ. конф. (Россия, Клязьма, 18–22 сентября 2000 г.). Клязьма, 2000. С. 293–294.
5. Вольдек А. И. Магнитное поле в воздушном зазоре асинхронных машин / А. И. Вольдек // Тр. ЛПИ. 1953. № 3.
6. Генератор синхронный дизельный типа СГД 99/64-4УХЛ2 с бесщеточным возбудителем ВБМ 59/7-10УХЛ2 и шкафом управления ШУГ-1: Приемочные испытания опытного образца на заводском испытательном стенде : отчет технический / ОАО УЭТМ ; рук. Коренцвит Ф. Р. Екатеринбург, 1994. 111 с. ОБП. 121.409.

7. Генератор синхронный трехфазный горизонтальный с приводом от дизеля типа СГД-85/36—4Н с бесщеточным возбудителем ВБ 59/7—10 и шкафом управления и защит ШУЗ-1: Приемочные испытания на заводском испытательном стенде : отчет технический / ОАО УЭТМ; рук. Вербер О.Л. Екатеринбург, 2000. 102 с. ОБП. 121.465.
8. Генератор синхронный турбинный типа СВТ-99 / 64-4УЗ с бесщеточным возбудителем ВББ 59/7—10 УЗ и шкафом управления ШУГ-1 : Приемочные испытания головного образца на заводском испытательном стенде : отчет технический / ОАО УЭТМ; рук. Вербер О.Л. Екатеринбург, 1998. 56 с. ОБП. 121.442.
9. Гидрогенератор синхронный трехфазный вертикальный типа СВ-215/106—8 УХЛ4 с бесщеточным возбудителем ВББ-99/9-22 и шкафом управления ШУГ-4: Приемочные испытания головного образца на заводском испытательном стенде : отчет технический / ОАО УЭТМ; рук. Вербер О.Л. Екатеринбург, 2000. 70 с. ОБП. 121.468.
10. Гидрогенератор синхронный трехфазный горизонтальный типа СГ-215/49—24 УХЛ4 с бесщеточным возбудителем ВБ-99/20-22 и шкафом управления ШУГ-4: Приемочные испытания головного образца на заводском испытательном стенде : отчет технический / ОАО УЭТМ, рук. Вербер О.Л. Екатеринбург, 1999. 77 с. ОБП. 121.455.
11. Гидрогенератор синхронный трехфазный типа СВ-173/31-20 : Приемочные испытания головного образца на заводском испытательном стенде : отчет технический / ОАО УЭТМ, рук. Вербер О.Л. Екатеринбург, 1996. 102 с. ОБП. 121.429.
12. Гидрогенератор синхронный трехфазный типа СВ-215/26-14УХЛ4 с бесщеточным возбудителем ВББ-99/9—22 и шкафом управления ШУГ-4: Приемочные испытания головного образца на заводском испытательном стенде : отчет технический / ОАО УЭТМ; рук. Вербер О.Л. Екатеринбург, 1999. 77 с. ОБП. 121.452.
13. Гидрогенератор синхронный трехфазный типа СВ2—215/26—14УХЛ4 с бесщеточным возбудителем ВББ-99/9-22 и шкафом управления ШУГ-4: приемочные испытания головного образца на заводском испытательном стенде : отчет технический / ОАО УЭТМ; рук. Вербер О.Л. Екатеринбург, 1999. 59 с. ОБП. 121.457.
14. Гурарий М. М. Моделирование на ЭЦВМ периодических процессов в интегральных схемах / М. М. Гурарий, Д. И. Зарудный,

- С. Г. Русаков // Автоматика и вычислительная техника. 1973. № 1. С. 83–85.
15. Данилевич Я. Б. Параметры электрических машин переменного тока / Я. Б. Данилевич, В. В. Домбровский, Е. Я. Казовский. Москва : Наука, 1965. 389 с.
16. Демирчан К. С. Моделирование и машинный расчет электрических цепей / К. С. Демирчан, П. А. Бутурин. Москва : Высш. шк., 1985. 335 с.
17. Расчет электромагнитных параметров нетрадиционно совмещенных возбудительных устройств с учетом несимметрии магнитной системы и двусторонней зубчатости / В. Денисенко [и др.] // Fourth international conference on unconventional electromechanical and electrical systems : тез. докл. St Petersburg, 1999. С. 323–328.
18. Денисенко В. И. Анализ и синтез нетрадиционно совмещенных бесщеточных возбудительных устройств с несимметричными полями возбуждения (развитие теории, расчет и проектирование) : дис. ... д-ра техн. наук / В. И. Денисенко. Свердловск : УПИ, 1999. 802 с.
19. Денисенко В. И. Метод удельных магнитных сопротивлений для расчета магнитного поля многофункциональных совмещенных бесщеточных возбудительных устройств / В. И. Денисенко // Proceedings of the 3rd International Scientific and Technical Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical systems (19–21 September 1997, Alushta, The Crimea, Ukraine). Szczecin Poland : Technical University Press, 1996. Vol. 2. P. 219–224.
20. Денисенко В. К расчету магнитной проводимости воздушного зазора при двухсторонней зубчатости бесщеточных совмещенных возбудительных устройств / В. Денисенко // Електромеханіка теорія і практика : Праці науково-технічної конференції, присвяченої 100-річчю від дня народження видатного українського вченого-електромеханіка Тихона Губенка (Львів.-Славськ, 25–28 вересня 1996). Львів.-Славськ, 1996. С. 73–76.
21. Денисенко В. И. Использование пакета Quick Field 4.0 для исследования зубцовой составляющей магнитного поля совмещенных электромеханических преобразователей / В. И. Денисенко, С. Г. Авдеев, С. Ю. Макаров // Урало-Фламандское сотрудничество с целью повышения академического уровня высших учебных заведений : тез. докл. Екатеринбург, 1999. С. 26–28.

22. Денисенко В. И. К учету влияния насыщения коронок зубцов на ЭДС совмещенных возбуждательных устройств индукторного типа / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров // Электротехника, электромеханика и электротехнологии : тез. докл. IV Международной конф. Клязьма, 2000. 304 с.
23. Денисенко В. И. Использование метода удельных магнитных сопротивлений для расчета поля в воздушном зазоре явнополюсных синхронных машин с совмещенным индукторным возбуждателем / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров // Радиоэлектроника, электротехника и энергетика. 6-я Междунар. научно-техническая конф. студентов и аспирантов : тез. докл. В 3 т. Москва : МЭИ, 2000. Т. 2. 22 с.
24. Денисенко В. И. Математическая модель для расчета поля в воздушном зазоре совмещенного многофункционального бесщеточного возбуждателя на основе метода удельных магнитных сопротивлений / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров // Вестник УГТУ-УПИ. Электромеханика и управляемые электромеханические системы. Екатеринбург : Изд-во УГТУ-УПИ, 2000. С. 112–121.
25. Денисенко В. И. Математическая модель для расчета поля в воздушном зазоре синхронного двигателя с совмещенным индукторным возбуждателем / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров // Электромеханические комплексы и системы управления ими : межвуз. науч. сб. Уфа : Уфимский гос. авиац. техн. ун-т, 1998. С. 13–16.
26. Денисенко В. И. Математическая модель для расчета установившихся режимов работы совмещенных возбуждательных устройств с использованием метода удельных магнитных сопротивлений / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров // Электрические машины и электромашинные системы : сб. науч. тр. Пермь : Перм. гос. техн. ун-т, 2003. С. 185–190.
27. Денисенко В. И. Применение метода удельных магнитных сопротивлений для расчета коэффициентов формы поля в воздушном зазоре явнополюсных синхронных машин / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров // Электрические машины и электромашинные системы. Пермь : Перм. гос. техн. ун-т, 1999.
28. Денисенко В. И. Расчет проводимостей взаимоиндукции зубцовых контуров методом удельных магнитных сопротивлений / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров // Электромеханические преобразователи энергии : тез. докл. Международ. науч.-техн. конф. Томск, 2001. 124 с.

29. Денисенко В. И. К учету влияния насыщения коронок зубцов на ЭДС совмещенных возбудительных устройств индукторного типа / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров // Электромеханические преобразователи энергии : тез. докл. Международ. науч.-техн. конф. Томск, 2001. 124 с. (С. 304).
30. Денисенко В. И. Расчет магнитного поля в воздушном зазоре совмещенного многофункционального бесщеточного возбудителя методом конечных элементов / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров // Электромеханические преобразователи энергии : тез. докл. Международ. науч.-техн. конф. Томск, 2001. 124 с. (С. 122–125).
31. Денисенко В. И. Расчет проводимостей взаимоиндукции зубцовых контуров методом удельных магнитных сопротивлений / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров // Электромеханические преобразователи энергии : материалы Международ. науч.-техн. конф. 6–7 сентября 2001 г. Томск : ТПУ, 2001. С. 124.
32. Денисенко В. И. Математическая модель для расчета установившихся режимов работы совмещенных возбудительных устройств с использованием метода удельных магнитных сопротивлений / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров // Электрические машины и электромашинные системы : сб. науч. тр. Пермского ГТУ. Пермь, 2002. С. 195–202.
33. Денисенко В. И. Математическая модель совмещенного многофункционального бесщеточного возбудителя в фазных координатах / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров, А. Т. Пластун // Электрические машины и электромашинные системы : сб. науч. тр. Пермского ГТУ. Пермь, 2002. С. 620–623.
34. Денисенко В. И. Способ формирования матричных коэффициентов для уравнений детализированной схемы замещения магнитной цепи совмещенных возбудительных устройств / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров, А. Т. Пластун // Электрические машины и электромашинные системы : сб. науч. тр. Пермского ГТУ. Пермь, 2002. С. 624–629.
35. Денисенко В. И. Математическая модель совмещенного многофункционального бесщеточного возбудителя в фазных координатах для расчета установившихся режимов работы / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров, А. Т. Пластун // Вестник УГТУ-УПИ. № 5(25). Электромеханические и электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы :

- сб. ст. В 2 ч. Ч. 1: Общие вопросы электрических машин и трансформаторов. Машинно-вентильные системы. Вопросы диагностики. Екатеринбург : УГТУ-УПИ, 2003. С. 104–117.
36. Денисенко В. И. Способ формирования матричных коэффициентов для уравнений детализированной схемы замещения магнитной цепи электрической машины / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров, А. Т. Пластун // Вестник УГТУ-УПИ. № 5(25). Электромеханические и электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы : сб. ст. В 2 ч. Ч. 1: Общие вопросы электрических машин и трансформаторов. Машинно-вентильные системы. Вопросы диагностики. Екатеринбург : УГТУ-УПИ, 2003. С. 118–123.
37. Денисенко В. И. Расчет магнитных проводимостей взаимной индукции зубцовых контуров методом удельных магнитных сопротивлений / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров, А. Т. Пластун // Вестник УГТУ-УПИ. № 5(25). Электромеханические и электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы : сб. ст. В 2 ч. Ч. 1: Общие вопросы электрических машин и трансформаторов. Машинно-вентильные системы. Вопросы диагностики. Екатеринбург : УГТУ-УПИ, 2003. С. 124–129.
38. Модель асинхронного двигателя с асимметричным магнитопроводом на основе детализированных схем замещения магнитной цепи / В. И. Денисенко [и др.] // Вестник УГТУ-УПИ. № 5(25). Электромеханические и электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы : сб. ст. В 2 ч. Ч. 1: Общие вопросы электрических машин и трансформаторов. Машинно-вентильные системы. Вопросы диагностики. Екатеринбург : УГТУ-УПИ, 2003. С. 138–147.
39. Денисенко В. И. Математическая модель совмещенного многофункционального бесщеточного возбудителя в фазных координатах для расчета установившихся режимов работы / В. И. Денисенко, С. Ю. Макаров, А. Т. Пластун // Электричество. 2007. № 10. С. 73–84.
40. Исследование влияния насыщения зубцов индуктора на характеристику холостого хода индукторного подвозбудителя СМБВ / В. И. Денисенко [и др.] // Электромеханические и электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электро-

- механические системы : тр. III Международ. науч.-техн. конф. Екатеринбург : УГТУ-УПИ, 2007. С. 316–320.
41. Применение метода удельных магнитных сопротивлений для расчета ЭДС совмещенных возбудительных устройств / В. И. Денисенко [и др.] // Электротехника, электромеханика и электротехнологии : тез. докл. IV Междунар. конф. Клязьма, 2000. С. 305.
 42. Программное обеспечение для исследования нетрадиционно совмещенных электромеханических преобразователей при курсовом и дипломном проектировании / В. И. Денисенко [и др.] // Урало-Фламандское сотрудничество с целью повышения академического уровня высших учебных заведений : тез. докл. Екатеринбург, 1999. С. 30–32.
 43. Расчет магнитных полей в воздушном зазоре нетрадиционно совмещенных возбудительных устройств / В. И. Денисенко [и др.] // Электротехника, электромеханика и электротехнологии : тез. докл. IV Междунар. конф. Клязьма, 1998. С. 225–226.
 44. Евстифеев Ю. А. Экономичный метод анализа многопериодных электронных схем / Ю. А. Евстифеев, Л. Е. Евстифеев // Радиотехника. 1990. № 6. С. 76–79.
 45. Иванов-Смоленский А. В. Универсальный численный метод моделирования электромеханических преобразователей и систем / А. В. Иванов-Смоленский, В. А. Кузнецов // Электричество. 2000. № 7. С. 24–30.
 46. Универсальный метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах / А. В. Иванов-Смоленский [и др.] ; под ред. А. В. Иванова-Смоленского. Москва : Энергоатомиздат, 1986. 216 с.
 47. Иванов-Смоленский А. В. Применение метода проводимости зубцовых контуров к расчету магнитного поля и потокоцеплений насыщенной электрической машины с учетом двусторонней зубчатости сердечников / А. В. Иванов-Смоленский, В. А. Кузнецов, В. А. Хвостов // Изв. вузов. Электромеханика. 1977. № 7. С. 771–773.
 48. Караулов В. Н. Разработка математической модели электромагнитных процессов в специальных явнополюсных синхронных генераторах при работе на несимметричную и вентильную нагрузки : автореф. дис. ... канд. техн. наук / В. Н. Караулов. Москва : МЭИ, 1997. 20 с.

49. Караулов В. Н. Моделирование установившихся симметричных режимов синхронных явнополюсных генераторов методом зубцовых контуров / В. Н. Караулов, А. К. Громов, Е. А. Овчинников // Электричество. 2000. № 4. С. 30–36.
50. Колев Л. Расчет периодических режимов в нелинейных электрических цепях / Л. Колев, Н. Радев, К. Станчев // Электричество. 1986. № 6. С. 69–71.
51. Колупаев В. П. Цифровая математическая модель поля возбуждения синхронного двигателя с совмещенным индукторным возбудителем : дис. ... канд. техн. наук / В. П. Колупаев. Свердловск, 1989. 280 с.
52. Колупаев В. П. Численный расчет магнитного поля синхронного двигателя БСДК 15–21–12 с индукторным возбудителем / В. П. Колупаев, Б. А. Чодонов // Электрические машины и машинно-вентильные системы : сб. науч. тр. Свердл. инж.-пед. ин-та. Свердловск, 1989. С. 59–64.
53. Кузнецов В. А. Дискретная математическая модель системы синхронный генератор — выпрямительная нагрузка / В. А. Кузнецов, А. И. Федотов // Электричество. 1995. № 4. С. 23–26.
54. Исследование влияния двухсторонней зубчатости и насыщения магнитной системы на индукторную составляющую ЭДС совмещенных возбудительных устройств / А. В. Кузьмин [и др.] // Шестая междунаро. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов : тез. докл. В 3 т. Москва : Издательство МЭИ, 2000. Т. 2. С. 3–4.
55. Липанов В. М. Алгоритм расчета установившихся периодических процессов в нелинейных электрических цепях по дифференциальным уравнениям / В. М. Липанов, В. Ф. Шутько // Проблемы промышленных электромеханических систем и перспективы их развития : тез. докл. науч.-техн. конф. Ульяновск, 1996. С. 52–54.
56. Макаров С. Ю. Цифровая математическая модель поля возбуждения синхронного двигателя с совмещенным индукторным возбудителем : дис. ... канд. техн. наук / С. Ю. Макаров. Екатеринбург, 2000. 150 с.
57. Макаров С. Ю. Объектно-ориентированный подход к моделированию поля в зазоре электрических машин по методу удельных магнитных сопротивлений / С. Ю. Макаров, В. И. Денисенко // Информационные технологии и электроника : тез. докл. 4-й Всерос. науч.-техн. конф. Екатеринбург, 2000. С. 217.

58. Макаров С. Ю. Расчет магнитного поля в воздушном зазоре СМБВ методом конечных элементов / С. Ю. Макаров, В. И. Денисенко // Электромеханика и управляемые электромеханические системы : Вестник УГТУ—УПИ. Екатеринбург : УГТУ—УПИ, 2000. С. 122—125.
59. Макаров С. Ю. Исследование метода удельных магнитных сопротивлений для расчета поля в воздушном зазоре явнополюсных синхронных машин с совмещенным индукторным возбудителем / С. Ю. Макаров, В. И. Денисенко // Шестая международная науч.-техн. конф. студентов и аспирантов : тез. докл. В 3 т. Москва : Издательство МЭИ, 2000. Т. 2. С. 22.
60. Макаров С. Ю. Исследование влияния насыщения коронок зубцов на ЭДС совмещенного индукторного возбудителя синхронного двигателя / С. Ю. Макаров, В. И. Денисенко // Шестая международная науч.-техн. конф. студентов и аспирантов : тез. докл. В 3 т. Москва : Издательство МЭИ, 2000. Т. 2. С. 23.
61. Макаров С. Ю. Применение пакета FEMM для расчета поля совмещенных возбудительных устройств / С. Ю. Макаров, В. И. Денисенко, С. Г. Авдеев // Информационные технологии и электроника : тез. докл. 4-й Всерос. науч.-техн. конф. Екатеринбург, 2000. С. 217.
62. Мартынов В. А. Анализ динамических процессов асинхронных двигателей с учетом вытеснения тока в обмотке ротора / В. А. Мартынов // Электричество. 1999. № 2. С. 38—41.
63. Мартынов В. А. Анализ динамических режимов индуктивных электромеханических устройств / В. А. Мартынов // Электричество. 1995. № 3. С. 46—51.
64. Мартынов В. А. Исследование ненасыщенных электрических машин с использованием методов зубцовых контуров и комплексных величин. Ч. I / В. А. Мартынов // Электричество. 1997. № 9. С. 37—43.
65. Мартынов В. А. Исследование ненасыщенных электрических машин с использованием методов зубцовых контуров и комплексных величин. Ч. II / В. А. Мартынов // Электричество. 1997. № 10. С. 49—55.
66. Мартынов В. А. Математическое моделирование переходных процессов электрических машин на основе численного метода расчета электромагнитного поля : автореф. дис. ... д-ра техн. наук. Москва, 1997. 39 с.

67. Мартынов В. А. Математическая модель динамических процессов насыщенных электрических машин / В. А. Мартынов, В. А. Савельев // Электротехника и управляемые электромеханические системы : Вестник УГТУ–УПИ. Екатеринбург : УГТУ-УПИ, 2000. С. 280–287.
68. Мартынов В. А. Математическое моделирование полей и процессов в синхронных двигателях с постоянными магнитами / В. А. Мартынов, Е. К. Сычев // Электричество. 1994. № 3. С. 48–51.
69. Мартынов В. А. Моделирование динамических электромагнитных процессов электрических машин методом зубцовых контуров / В. А. Мартынов, Ю. Я. Щелыкалов // Электричество. 1996. № 2. С. 21–25.
70. Мартынов Н. Н. MATLAB 5.x. Вычисления, визуализация, программирование / Н. Н. Мартынов, А. П. Иванов. Москва : Кулиц-образ, 2000. 336 с.
71. Митрофанов О. П. Математические модели для расчета электромагнитных параметров совмещенного многофункционального бесщеточного возбудителя с учетом несимметрии и двухсторонней зубчатости магнитной системы : автореф. дис. ... канд. техн. наук / О. П. Митрофанов. Екатеринбург, 1999. 120 с.
72. Мойсейченков А. Н. Математическая модель совмещенного многофункционального возбудителя для расчета эксплуатационных режимов работы комплекса генератор — возбудитель : дис. ... канд. техн. наук / А. Н. Мойсейченков. Екатеринбург, 2000. 227 с.
73. Нейман Л. Р. Теоретические основы электротехники : учебник для вузов. В 2 т. / Л. Р. Нейман, К. С. Демирчан. 3-е изд., перераб. и доп. Ленинград : Энергоиздат, Ленингр. отд-ние, 1981. Т. 1. 536 с.
74. Норенков И. П. Метод ускоренного анализа многопериодных электронных схем / И. П. Норенков, Ю. А. Евстифеев, В. Б. Маничев // Радиотехника. 1987. № 2. С. 71–74.
75. Онучин Ю. А. К гармоническому анализу нормальной составляющей индукции на поверхности полюсного наконечника при расчете магнитного поля явнополюсной синхронной машины методом конечных элементов / Ю. А. Онучин, В. П. Колпаев // Расчет и конструирование электрических машин и аппаратов :

- межвуз. сб. науч. тр. по электротехнике. Ереван : Ереванский политехн. ин-т, 1984. С. 51–54.
76. Пат. № 2095923 Российская Федерация, МКИ 6Н02К19/38, 21/04. Синхронная машина с совмещенным многофункциональным бесщеточным возбудителем / Пластун А. Т., Денисенко В. И., Карташов В. Т. [и др.]. № 94031608 ; заявл. 29.08.94 ; опубл. 1997. Бюл. № 31.
 77. Пластун А. Т. Бесщеточные совмещенные возбудительные устройства синхронных машин (обобщение теории, разработка и применение) : дис. ... д-ра техн. наук / А. Т. Пластун. Свердловск : УПИ, 1985. 569 с.
 78. Пластун А. Т. Синтез структур аддитивного подмножества бесщеточных нетрадиционно совмещенных возбудительных устройств системы / А. Т. Пластун. Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2016. 400 с.
 79. Пластун А. Т. Совмещенные возбудительные устройства с радиальной асимметрией магнитной системы / А. Т. Пластун, В. И. Денисенко. Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2014. 444 с.
 80. Пластун А. Т. Особенности проектирования бигармонического возбудителя бесщеточных синхронных двигателей / А. Т. Пластун, В. Т. Карташов, В. М. Липанов // Электрические машины с разомкнутым магнитопроводом в технологии и приводе. Свердловск : УПИ, 1988. С. 101–109.
 81. Попов В. И. Исследование электромагнитных процессов электрических совмещенных машин методом зубцовых контуров / В. И. Попов, В. А. Мартынов // Электротехника. 1996. № 2. С. 14–20.
 82. Потемкин В. Г. Система MATLAB : справочное пособие / В. Г. Потемкин. Москва : Диалог-МИФИ, 1997. 350 с.
 83. Пульников А. А. Математические модели и методы расчета совмещенных бесщеточных индукторных возбудителей синхронных двигателей : дис. ... д-ра техн. наук / Пульников А. А. Екатеринбург, 1996. 491 с.
 84. Сарапулов Ф. Н. Математические модели линейных индукционных машин на основе схем замещения : учеб. пособие / Ф. Н. Сарапулов, С. Ф. Сарапулов, П. Шимчак. Екатеринбург : Изд-во УГТУ-УПИ, 2001. 236 с.
 85. Создание и широкое внедрение в малую энергетику бесщеточных синхронных генераторов на базе серии высокоэффектив-

- ных многофункциональных совмещенных возбудителей // Ма-
тер. на соиск. премии прав. РФ. Екатеринбург, 2001. 72 с.
86. Соколов А. Г. Расчет стационарных режимов микроэлектронных
схем / А. Г. Соколов, В. Н. Перминов // Электронная техника.
Микроэлектроника. 1984. Т. 13, вып. 4. С. 463–466.
 87. Федотов А. И. Дискретные методы анализа синхронных элек-
трических машин с вентильными системами возбуждения : ав-
тореф. дис. ... д-ра техн. наук / Федотов А. И. Москва, 1998. 40 с.
 88. Фильц Р. В. Метод расчета статических характеристик несим-
метричных режимов насыщенных явнополюсных машин /
Р. В Фильц, Л. А. Белый // Электричество. 1976. № 10. С 22–28.
 89. Чабан В И. Алгоритм ускоренного поиска стационарных элек-
тромеханических процессов / В. И. Чабан, Л. А. Белый // Элек-
тричество. 1986. № 6. С. 56–59.
 90. Чуа Л. О. Машинный анализ электронных схем / Л. О. Чуа,
П. М. Лин. Москва : Энергия, 1980. 620 с.
 91. Шуйский В. П. Расчет электрических машин / В. П. Шуйский.
Москва : Энергия, 1968. 732 с.
 92. Шутько В. Ф. Уравнения динамики электрических машин и ме-
тоды их применения : учеб. пос. / В. Ф. Шутько. Екатеринбург :
ИПК УГТУ, 1999. 155 с.

.....

ПРИЛОЖЕНИЕ

.....

Тексты расчетных процедур

П.1. Процедура расчета установившегося режима SS_Mode

```
function [Load]=SS_Mode (Solver, M, Id, Id_se, If,
Ins, IAbsTol, rw, hw, hp, IfAbsTol, IfRelTol, mu_
err)
%Расчет установившегося режима
%-
% Solver — имя функции, реализующей решение модели
% M — данные модели
% Id — выпрямленный ток, А
% If — ток возбуждения, А
% Ins — фиктивный ток постоянных магнитов, А
% IAbsTol — пороговый ток включения вентилей, А
% rw — рабочий порядок метода ФДН
% hw — рабочий шаг метода ФДН
% hp — минимальный шаг в долях от рабочего
% IfAbsTol — максимальная абсолютная погрешность
расчета тока возбуждения
% IfRelTol — максимальная относительная погрешность
расчета тока
% возбуждения
%
% Ud — среднее значение выпрямленного напряжения

%Частота основной гармоники возбудителя
```

f=M.p*M.n/60;

%Период

T=1/(f);

%Начальные условия

%Зададимся вектором токов ветвей (ток проводят фазы b и d, в b – ток отрицательный, в d – положительный)

v=30;

k=16;

Iv_0=zeros (v,1);

%Якорная цепь

Iv_0 (2)=-Id;

Iv_0 (4)=Id;

Iv_0 (16)=Id;

Iv_0 (19)=Id;

Iv_0 (21)=Id;

%Цепь ОВ

Iv_0 (5)=If;

Iv_0 (6)=Ins;

%Цепь ОПВ

Iv_0 (8)=-Id_se;

Iv_0 (10)=Id_se;

Iv_0 (25)=Id_se;

Iv_0 (28)=Id_se;

Iv_0 (30)=Id_se;

Ik2=Iv_0 ([62130]);

%Вектор сторонних ЭДС ветвей

Uf=If*M.Rv1 (5);

Ev=zeros (v,1);

Ev (5)=Uf;

Ev=Ev (M.ind);

Ev1=Ev (1: v-length (Ik2));

```

%Расчет начальных условий для контурных потоко-
сцеплений контуров первой группы
[Psi_k1_0, Psi_v_0]=InitCond_02 (M, 0, Iv_0, mu_
err);

%Расчет начальных условий для выпрямленного напря-
жения
ud_a_0=0;

%Формирование начальных значений доп. переменных
ExVal_0=struct ('Psi_v', Psi_v_0, 'Iv', Iv_0
(M.ind), 'Ud', ud_a_0, 'mu_nel', M.mu_nel, 'Q_vm',
[], 'B_vm', [], 'mu_vm', []);

%Начальное состояние вентиля
Vent_0= [0001001000010010];

%Параметры для передачи в решатель модели
Params={M, Ev1, Ik2, IAbsTol};

%Начальные значения ошибок
IfAbsErr=Inf;
IfRelErr=1;

%Решение одного периода повторяемости
ts=0;
te=ts+T;
[t, Psi_k1, ExVal, Vent]=BDFIntegrator (Solver, ts,
te, Psi_k1_0, ExVal_0, {'mu_nel'}, Vent_0, rw, hw,
0.001, Params);
%сохранение последней точки в качестве начальных
условий для расчета
%следующего периода повторяемости
Iv=cat (2, ExVal.Iv)';
Iv=Iv (:, M.iind);
Iv_0=Iv (end,:)';
ud_a=cat (2, ExVal.Ud)';
ud_a_0=ud_a (end);

```

```

Psi_k1_0=Psi_k1 (end,:)' ;
ExVal_0=ExVal (end) ;
ExVal_0.mu_nel=M.mu_nel ;
Vent_0=Vent ;

If_sr=trapz (t, Iv (:,5))/(t (end)-t (1)) ; %среднее
значение If за период повторяемости

%Расчетный интервал
ts=T ;
te=ts+T ;

n=2 ;
while (IfAbsErr>IfAbsTol) & (IfRelErr>IfRelTol) %Цикл
продолжается до установления процесса

%Решение
[t, Psi_k1, ExVal, Vent]=BDFIntegrator (Solver,
ts, te, Psi_k1_0, ExVal_0, {'mu_nel'}, Vent_0, rw,
hw, 0.001, Params) ;

%Расчет среднего значения If
Iv=cat (2, ExVal.Iv)' ;
Iv=Iv (:, M.iind) ;
If_sr=trapz (t, Iv (:,5))/(t (end)-t (1)) ; %среднее
значение If за период повторяемости
uar=cat (2, ExVal.Ud)' ;
Uar=trapz (t, uar)/(t (end)-t (1)) ;

%Расчет погрешностей
IfErr=If-If_sr ; %абсолютная погрешность по отношению
к установившемуся значению
IfAbsErr=abs (IfErr) ;
ifabs (If)>0
    IfRelErr=abs (IfAbsErr/If) ; %относительная погреш-
ность по отношению к установившемуся значению
else
    IfRelErr=IfRelErr ;

```

```

.....

end

%Увеличение счетчика итераций
n=n+1;
%Корректировка If
Iv_0 (5)=Iv_0 (5)+IfErr;
disp (Iv_0 (5));

%Расчет новых начальных условий
[Psi_k1_0, Psi_v_0]=InitCond_02 (M, ts, Iv_0, mu_
err);

ExVal_0.Iv=Iv_0 (M.ind);
ExVal_0.Psi_v=Psi_v_0;
ExVal_0.mu_nel=M.mu_nel;

end;

%Исключение мелких шагов
ind=find (diff (t,1)< (hw*0.1));
t (ind)= [];
Iv (ind,:)= [];
ExVal (ind)= [];
uar (ind)= [];

Psi_v=cat (2, ExVal.Psi_v)';
Psi_v=Psi_v (:, M.iind);
Rv= [M.Rv1; zeros (length (Ik2), 1)];
Rv=Rv (M.iind);
Q_vm=cat (2, ExVal.Q_vm)';
B_vm=cat (2, ExVal.B_vm)';
mu_vm=cat (2, ExVal.mu_vm)';

%Расчет напряжения фаз возбуждителя
ufa_a=-SplineDiff (t, Psi_v (:,1))-Iv (:,1)*Rv (1);
ufb_a=-SplineDiff (t, Psi_v (:,2))-Iv (:,2)*Rv (2);
ufc_a=-SplineDiff (t, Psi_v (:,3))-Iv (:,3)*Rv (3);
ufd_a=-SplineDiff (t, Psi_v (:,4))-Iv (:,4)*Rv (4);

```

```

%Расчет действующих значений напряжения фаз возбу-
дителя
Ufa_a=sqrt (trapz (t, ufa_a.^2)/T);
Ufb_a=sqrt (trapz (t, ufb_a.^2)/T);
Ufc_a=sqrt (trapz (t, ufc_a.^2)/T);
Ufd_a=sqrt (trapz (t, ufd_a.^2)/T);

%Среднее значение действующего фазного напряжения ОЯ
Uf_a= (Ufa_a+Ufb_a+Ufc_a+Ufd_a)/4;

%Расчет выпрямленного напряжения ОЯ
ud_a=max ([ufa_a, ufb_a, ufc_a, ufd_a]')'-min
([ufa_a, ufb_a, ufc_a, ufd_a]')';
Ud_a=trapz (t, ud_a)/T;

%Расчет напряжения фаз подвозбудителя
ufa_se=-SplineDiff (t, Psi_v (:,7))-Iv (:,7)*Rv (7);
ufb_se=-SplineDiff (t, Psi_v (:,8))-Iv (:,8)*Rv (8);
ufc_se=-SplineDiff (t, Psi_v (:,9))-Iv (:,9)*Rv (9);
ufd_se=-SplineDiff (t, Psi_v (:,10))-Iv (:,10)*Rv
(10);

%Расчет действующих значений напряжения фаз подвоз-
будителя
Ufa_se=sqrt (trapz (t, ufa_se.^2)/T);
Ufb_se=sqrt (trapz (t, ufb_se.^2)/T);
Ufc_se=sqrt (trapz (t, ufc_se.^2)/T);
Ufd_se=sqrt (trapz (t, ufd_se.^2)/T);

%Среднее значение действующего фазного напряжения ОПВ
Uf_se= (Ufa_se+Ufb_se+Ufc_se+Ufd_se)/4;

%Расчет выпрямленного напряжения ОПВ
ud_se=max ([ufa_se, ufb_se, ufc_se, ufd_se]')'-min
([ufa_se, ufb_se, ufc_se, ufd_se]')';
Ud_se=trapz (t, ud_se)/T;

%Запись в выходную структуру

```



```

Load=struct (...
    'If',      If, ...
        'Id',      Id, ...
    'Id_se',   Id_se,...
        'Uf_a',    Uf_a, ...
        'Ud_a',    Ud_a, ...
    'Ufa_a',   Ufa_a,...
        'Ufb_a',   Ufb_a,...
        'Ufc_a',   Ufc_a,...
        'Ufd_a',   Ufd_a,...
        'Uf_se',   Uf_se,...
        'Ud_se',   Ud_se,...
        'Ufa_se',  Ufa_se,...
        'Ufb_se',  Ufb_se,...
        'Ufc_se',  Ufc_se,...
    'Ufd_se',  Ufd_se,...
    't', t, ...
    'ud_a',   ud_a, ...
    'ufb_a',  ufb_a,...
    'ufc_a',  ufc_a,...
    'ufd_a',  ufd_a,...
    'ud_se',  ud_se,...
    'ufa_se', ufa_se,...
    'ufb_se', ufb_se,...
    'ufc_se', ufc_se,...
    'ufd_se', ufd_se,...
    'iv', Iv,...
    'psi_v', Psi_v,...
    'q_vm', Q_vm,...
    'B_vm', B_vm,...
    'mu_vm', mu_vm);

```

П.2. Процедура интегрирования системы дифференциальных уравнений модели на периоде BDF_Integrator

```
function [t, Y, ExVal, Vent]=BDF_Integrator (Solver,  
ts, te, Y_0, ExVal_0, ExValSave, Vent_0, rw, hw,  
hp, Params);
```

```
%Процедура интегрирования системы дифференциально-  
алгебраических
```

```
%уравнений цепи с вентилями методом ФДН
```

```
%
```

```
%Вход
```

```
% Solver — имя функции, реализующей расчет модели
```

```
% ts — время начала решения
```

```
% te — время конца решения
```

```
% Y_0 — начальное значение вектора решения
```

```
% ExVal_0 — начальные значения доп. переменных
```

```
% ExValSave — имена полей доп. переменных, значения  
которых должны записываться в процессе интегрирова-  
ния
```

```
% Vent_0 — исходное состояние вентиляей
```

```
% rw — рабочий порядок метода ФДН
```

```
% hw — рабочий шаг интегрирования
```

```
% hp — минимальный шаг в долях от рабочего
```

```
% Params — параметры для передачи в решатель нели-  
нейной системы уравнений
```

```
%
```

```
%Выход
```

```
% t — вектор-столбец расчетных моментов времени
```

```
% Y — массив решения, число столбцов соответствует  
числу переменных интегрирования, число строк — чис-  
лу расчетных моментов времени
```

```
% ExVal — структура, содержащая значения доп. пере-  
менных
```

```
% Vent — состояние вентиляей в конце расчета
```

```
%Запись начальных значений
```

```
t=ts;
```

```
Y (1,:)=Y_0';
```

```
ExVal=prfields (ExVal_0, ExValSave);
```

```

%Начальные значения параметров метода ФДН
k=1;
done=0;
h=hw; %начальный шаг
r=1; %начальный порядок метода
BaseStep=1; %первый шаг — основной
t_k=ts;
Y_k=Y_0;
ExVal_k=ExVal_0;
Vent_k=Vent_0;

kmax= (te-ts)/hw; %предполагаемое число шагов

%-----
%Основной цикл
%-----
while~done | ~BaseStep

if k=138
    stop=1;
end

%Расчет текущего момента времени
tc=t (k)+h;

%Проверка выхода за границу расчетного интервала
if tc>te
tc=te;
    h=tc-t (k);
    done=1;
    %Контроль величины последнего шага
    if h<hw*hp
t (k)=te;
break
    end
    else
done=0;
    end

```

%Отображение результатов

```
ProcShow (ts, te, hw, rw, kmax, k, h, r, floor
(k*100/kmax));
```

%Расчет коэффициентов и свободных членов для метода ФДН

```
[D, G]=BDF (t (k-r+1: k), Y (k-r+1: k,:), h);
```

%Расчет вектора решения по известным t, D, G

```
ifBaseStep
```

%С контролем событий

```
[Y_c, ExVal_c, tev, Vent_c]=feval (Solver, tc, D,
G, t_k, Vent_k, Y_k, ExVal_k, Params);
```

```
else
```

%Без контроля событий (состояние переменной Vent_c на дополнительном шаге меняться не должно)

```
    [Y_c, ExVal_c]=feval (Solver, tc, D, G, t_k,
Vent_k, Y_k, ExVal_k, Params);
```

```
end
```

%Выбор порядка и шага

```
if BaseStep
```

%Если шаг основной, проверяем наличие событий

```
if isempty(tev) %если событий не было,
```

%сохраняем результаты расчета шага

```
    t (k+1)=tc;
```

```
    Y (k+1,:)=Y_c';
```

```
    ExVal (k+1)=prfields (ExVal_c, ExValSave);
```

```
        t_k=tc;
```

```
        Y_k=Y_c;
```

```
        ExVal_k=ExVal_c;
```

```
        Vent_k=Vent_c;
```

%Запоминаем состояние вентилей только после основных шагов

```
%Vent_c=Vent;
```

```

%Увеличиваем порядок метода, если рабочий порядок
еще не достигнут
if r < rw
    r=r+1;
end

%Увеличиваем счетчик выполненных шагов
k=k+1;

    else %если события были,
    %выполняем контроль размера дополнительного шага
    h=tev-t(k);
    if h < hw*hp
    %пропускаем дополнительный шаг и назначаем основной
    с новым состоянием вентилей
    h=hw;
        Vent_k=Vent_c;
    BaseStep=1;
    else
    %назначаем дополнительный шаг со старым состоянием
    вентилей
        BaseStep=0;
    end

end

else
    %Шаг дополнительный
    %Сохраняем результаты расчета шага
    t(k+1)=tc;
    Y(k+1,:)=Y_c';
    ExVal(k+1)=prfields(ExVal_c, ExValSave);
        t_k=tc;
        Y_k=Y_c;
        ExVal_k=ExVal_c;

    %Увеличиваем счетчик выполненных шагов
    k=k+1;

```

```

%Понижаем порядок метода до 1
    r=1;
%Устанавливаем рабочий шаг
h=hw;
%Устанавливаем новое состояние вентилей
Vent_k=Vent_c;
%Следующий шаг будет основной
    BaseStep=1;

end

%конец основного цикла
end

Vent=Vent_c;

%Закрытие отображающего окна
ProcShow;

```

П.3. Процедура расчета вектора решения на шаге интегрирования StepSolve

```

function [Y_c, ExVal_c, tev, Vent_c]=StepSolve (t_c,
D, G, t_k, Vent_k, Y_k, ExVal_k, Params);
%Процедура расчета вектора решения на шаге интегри-
рования
%
%Чтение параметров
[Model, Ev1, Ik2, IAbsTol]=deal (Params{:});

%Размерность электрической цепи
[k, v]=size (Model.B);
%Число ветвей второй группы
n2=Model.num2;

%Определение вектора проводимостей ветвей зазора
для момента времени t
Gvd=InterpGd (Model.Gd, Model.p, Model.n, t_c);

%Дополнение вектора проводимостей ветвей ветвями
зазора
Gv=[Model.Gv; Gvd];

%Определение матрицы структуры ОЯ для момента вре-
мени t
Warm=InterpWa_02 (Model.Warm, Model.p, Model.n,
t_c);

%Расчет топологической матрицы обмотки якоря и ее
перенумерация
W=sparse (diagcon (Warm, Model.Wind));
[nz, nv]=size (W);
W= [W, sparse (nz, v-nv)];
W=W (:, Model.ind);
C=Model.Exs*W;

%Расчет вектора индуктивностей ветвей с учетом вен-
тилей

```

```

Lven1=zeros (v-n2,1);
Lven1 (Model.VentNum1)=Model.Lven;
Lv1=Model.Lv1+Lven1;

%Расчет вектора сопротивлений ветвей с учетом вен-
тилей
Ind_pos=find (Vent_k);
Ind_neg=find (~ (Vent_k));
Rven (Ind_pos)=Model.Rven_f;
Rven (Ind_neg)=Model.Rven_u;
Rv1=Model.Rv1;
Rv1 (Model.VentNum1)=Rv1 (Model.VentNum1)+Rven';

%Решение системы нелинейных алгебраических уравне-
ний методом Пульникова
Au=Model.A (1: end-1,:);
mu_err=0.01;
[Psi_k1, Psi_v, Iv, mu_nel, iter, step, vDmu, Q_vm,
B_vm, mu_vm]=...
ULP_Solver (D, G, Model.B, Rv1, Lv1, Ev1, Ik2, C,
Au, Gv, Model.N, Model.S, ...
Model.h, ExVal_k.mu_nel, Model.material, mu_err);

%Присвоение рассчитанных значений выходным переменным
Y_c=Psi_k1;
ExVal_c=struct ('Psi_v', Psi_v, 'Iv', Iv, 'Ud', Ud,
'mu_nel', mu_nel, 'Q_vm', Q_vm, 'B_vm', B_vm, 'mu_
vm', mu_vm);

%Управление вентилями
Iven0=ExVal_k.Iv (Model.VentNum1);
Iven1=Iv (Model.VentNum1);

%Индексы вентилях с определенным состоянием
s_ind=find (abs (Iven1')>IAbsTol');
%Индексы вентилях с неопределенным состоянием
ns_ind=find (abs (Iven1')<=IAbsTol');

```



```

Vent_c (s_ind)=Iven1 (s_ind)´>0;%определение теку-
щего состояния вентилей с определенным состоянием
Vent_c (ns_ind)=Vent_k (ns_ind);%определение теку-
щего состояния вентилей с неопределенным состоянием

Open_ind=find (~ (Vent_k=Vent_c) & Vent_c);%индексы
открывшихся вентилей
Close_ind=find (~ (Vent_k=Vent_c) & ~Vent_c);%индек-
сы закрывшихся вентилей
%Если закрытия были
if ~isempty (Close_ind)
    %определяем момент закрытия
    [a, b]=lin_ab (t_k, Iven0 (Close_ind), t_c, Iven1
(Close_ind));
    t_cros=-b./a;
    tev=mean (t_cros);
else
    %Если закрытий не было
    tev=[];
end;

```

П.4. Процедура корректировки вектора относительной магнитной проницаемости нелинейных элементов
Mu_Correct

function [mu_nell, mstep]=mu_correct (Fel, h, Material);

%функция корректировки вектора относительной маг-
 нитной проницаемости
 %нелинейных элементов

mu0=4*pi*10^-7;

%Число нелинейных элементов в цепи
 numN=length (Fel);

%
 %Кривая намагничивания стали 2412, номер материала 1
 (данные из методик УЭТМ)

%
 %В_2414= [0; 0.4; 0.5; 0.6; 0.7; 0.8; 0.9; 1; 1.1;
 1.2; 1.3; 1.4; 1.5; 1.6; 1.7; 1.8; 1.9; 2; 2.1; 2.2;
 2.3; 2.4];

a_2414= [0; 0; -202.81; -811.8; -1620.23; -3210.74;
 -4133.89; -5139.89; -5021.95; -5327.35; -4361.458;
 -3795.234; -2228.169; -1193.662; -557.0423;
 -214.247; -157.1145; -131.233; -65.816; -38.6753;
 -25.4531; -18.021];

b_2414= [3840; 3840; 3941.405; 4306.799; 4872.7;
 6145.108; 6975.943; 7981.943; 7852.209; 8218.689;
 6963.0294; 6170.3158; 3819.7183; 2164.5071;
 1082.2536; 465.2221; 356.6703; 304.9073; 167.5316;
 107.8221; 77.411; 59.574];

k_2414= [10^20; 9600; 7680; 6366.1983; 5340.77;
 4470.645; 3617.1578; 2842.053; 2116.4218; 1521.5575;
 994.7185; 612.1344; 318.3099; 159.1549; 79.5775;
 44.2097; 30.6067; 21.2207; 13.961; 10.3347; 8.2039;
 6.801];

%
 %

.....

%Кривая намагничивания стали 3, экстраполированная
линейно, номер материала 2 (данные Копылова, новое
издание, с. 336)

```
%
%-----
%B_st3= [0; 0.55; 0.6; 0.65; 0.7; 0.75; 0.8; 0.86;
0.908; 0.95; 1; 1.05; 1.1; 1.15; 1.2; 1.25; 1.3;
1.35; 1.4; 1.45; 1.5; 1.55; 1.6; 1.69; 1.78; 1.87;
1.96; 2.05; 2.14; 2.23; 2.32; 2.41; 2.5; 2.59; 2.68;
2.77; 2.86; 2.95; 3.04; 3.13; 3.22; 3.3];
a_st3= [-12.2476; -191.414; -48.23; -200; -200;
-200; -350; -406.9167; -382.6833; -563.346;
-579.87; -583.182; -642.116; -614.282; -892.964;
-899.478; -1141.996; -1209.576; -1203.118; -1197.34;
-1068.506; -981.208; -733.6256; -435.9233;
-288.8644; -205.4811; -153.6478; -119.2311;
-95.2122; -77.7889; -64.7467; -54.73; -46.8711;
-40.5922; -35.495; -31.3017; -27.8099; -24.8716;
-22.3754; -20.2371; -18.3914; -16.7872];
b_st3= [994.7184; 1093.2599; 1007.3495; 1106;
1106; 1106; 1226; 1274.9483; 1252.9445; 1424.574;
1441.098; 1444.5756; 1509.403; 1477.3939; 1811.8123;
1819.9548; 2135.2282; 2226.4612; 2217.42; 2209.0419;
2015.7909; 1880.479; 1484.3471; 981.2303; 719.4655;
563.5387; 461.9453; 391.3912; 339.9908; 301.1367;
270.8788; 246.7386; 227.0914; 210.8291; 197.1685;
185.553; 175.5665; 166.8984; 159.3102; 152.6172;
146.6742; 141.364];
k_st3= [10^20; 1796.3313; 1630.6858; 1501.5385;
1380; 1274.6667; 1182.5; 1075.5814; 997.2115;
936.2056; 861.228; 792.6043; 730.0685; 670.4083;
616.8796; 556.4858; 500.4872; 439.6545; 380.7534;
326.1372; 275.3546; 232.0043; 194.0914; 144.6863;
115.3297; 95.8765; 82.0386; 71.6914; 63.662; 57.25;
52.0114; 47.6512; 43.9654; 40.809; 38.0753; 35.685;
33.577; 31.7042; 30.0292; 28.5224; 27.1595; 25.92];
%
%-----
```

k=zeros (numN,1);

```

mu_nell=zeros (numN,1);
Bint=zeros (numN,1);
step=zeros (numN,1);

for j=1: numN;%Цикл по нелинейным элементам

ifMaterial (j)=1;
%Число участков кривой mu (B)
    NumP=length (a_2414);
    %B_st=B_2414;
    a_st=a_2414;
    b_st=b_2414;
    k_st=k_2414;
elseifMaterial (j)=2
    NumP=length (a_st3);
    %B_st=B_st3;
    a_st=a_st3;
    b_st=b_st3;
    k_st=k_st3;
else
    error (['Ошибка! Отсутствует материал с номе-
пом ', num2str (Material (j))]);
end;

ifFel (j)=0;
    %Если поток через элемент =0, установить mu
    равным максимальному для данного материала
    mu_nell (j,1)=b_st (1);

else
    %Если поток через элемент <>0, корректировать mu
    по штатной схеме
    Hnel=abs (Fel (j))/(h (j)*10^-3);%А/м
    k (j,1)=1/(mu0.*Hnel);

%Поиск отрезка
ifk (j)<k_st (NumP)

```

```

%Найденная точка лежит за правой границей интерпо-
ляции
Bint (j,1)=b_st (NumP)/(k (j)-a_st (NumP));
p=1;
else
    %Найденная точка лежит в пределах интерполяции
    forp=2: NumP
        ifk (j)>k_st (p)
            break;
        end;
    end;

Bint (j,1)=b_st (p-1)/(k (j)-a_st (p-1));
end;
step (j)=p;
mu_nell (j,1)=k (j)*Bint (j,1);
end;

end;

mstep=mean (step);

```

.....

ОГЛАВЛЕНИЕ

.....

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	3
ПРЕДИСЛОВИЕ	5
ВВЕДЕНИЕ	10
В.1. Совмещенный многофункциональный бесщеточный возбудитель	10
В.2. Устройство и принцип действия совмещенного многофункционального бесщеточного возбудителя	14
В.3. Математические модели СМБВ и направления их совершенствования.....	19
1. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН НА ОСНОВЕ МЕТОДА ЗУБЦОВЫХ КОНТУРОВ	23
1.1. Формирование системы уравнений модели.....	23
1.2. Методы решения системы уравнений модели на основе МЗК.....	27
1.3. Расчет установившегося режима	36
2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СОВМЕЩЕННОГО МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОГО БЕСЩЕТОЧНОГО ВОЗБУДИТЕЛЯ ДЛЯ РАСЧЕТА УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ	39
2.1. Математическая модель магнитной цепи СМБВ на основе метода зубцовых контуров.....	39
2.1.1. Эквивалентная схема замещения магнитной цепи СМБВ.....	39

2.1.2. Расчет магнитных проводимостей взаимоиндукции	53
2.1.3. Расчет магнитных проводимостей рассеяния	64
2.1.4. Расчет магнитных проводимостей ферромагнитных участков	66
2.1.5. Система уравнений магнитной цепи СМБВ	67
2.2. Математическая модель электрической цепи СМБВ.....	68
2.3. Совместное решение уравнений электрической и магнитной цепей СМБВ.....	74
2.4. Расчет установившихся режимов работы	78
 3. ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ РАСЧЕТА УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ СМБВ	81
3.1. Структура программного комплекса	81
3.2. Блок подготовки данных.....	82
3.3. Блок решения	90
3.3.1. Процедура расчета установившегося режима SS_Mode	90
3.3.2. Процедура интегрирования системы дифференциальных уравнений модели на периоде BDF_INtegratoR.....	94
3.3.3. Процедура расчета вектора решения на шаге интегрирования StepSoLve	97
3.3.4. Процедура решения системы нелинейных алгебраических уравнений ULP_SoLveR.....	102
3.3.5. Процедура корректировки вектора относительной магнитной проницаемости нелинейных элементов Mu_CoRReCt.....	103
 4. РАСЧЕТЫ УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ СМБВ	108
4.1. Оценка математической модели СМБВ по результатам испытаний промышленных образцов	108
4.1.1. Экспериментальное исследование установившихся режимов работы СМБВ	108
4.1.2. Оценка математической модели СМБВ по действующим значениям величин	116
4.1.3. Оценка математической модели СМБВ по мгновенным значениям величин	127

4.2. Исследование изменения уровней насыщения зубцов индуктора при вращении якоря	137
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	142
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	145
ПРИЛОЖЕНИЕ. Тексты расчетных процедур	157
П.1. Процедура расчета установившегося режима SS_Mode	157
П.2. Процедура интегрирования системы дифференциальных уравнений модели на периоде BDF_Integrator	164
П.3. Процедура расчета вектора решения на шаге интегрирования StepSolve	169
П.4. Процедура корректировки вектора относительной агнитной проницаемости нелинейных элементов Mu_Correct	172

Учебное издание

Денисенко Виктор Иванович
Макаров Сергей Юрьевич
Пластун Анатолий Трофимович

**МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ
МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СОВМЕЩЕННЫХ
ВОЗБУДИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ
В ФАЗНЫХ КООРДИНАТАХ**

Редактор *Н. П. Кубыщенко*
Компьютерный набор *Н. Павлова, А. Никитиной*
Верстка *Е. В. Ровнушкиной*

Подписано в печать 25.10.2017. Формат 70×100 1/16.
Бумага писчая. Цифровая печать. Усл. печ. л. 14,5.
Уч.-изд. л. 9,4. Тираж 50 экз. Заказ 269.

Издательство Уральского университета
Редакционно-издательский отдел ИПЦ УрФУ
620049, Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 5
Тел.: 8 (343) 375-48-25, 375-46-85, 374-19-41
E-mail: rio@urfu.ru

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ
620083, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4
Тел.: 8 (343) 358-93-06, 350-58-20, 350-90-13
Факс: 8 (343) 358-93-06
<http://print.urfu.ru>



ДЕНИСЕНКО ВИКТОР ИВАНОВИЧ

Доктор технических наук, профессор кафедры «Электрические машины» УрФУ.

Усовершенствовал и внедрил метод удельных магнитных сопротивлений для расчета магнитных систем с двухсторонней зубчатостью.

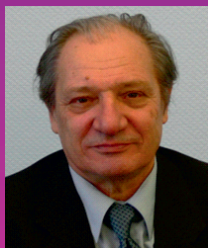
Круг научных интересов: разработка синхронных машин с нетрадиционно совмещенными бесщеточными возбудительными устройствами нового поколения, разработка новых конструкций двигателей переменного тока с нетрадиционными способами формирования магнитных полей и вентильных, вентильно-индукторных двигателей, а также математическое моделирование этих указанных выше электромеханических преобразователей.



МАКАРОВ СЕРГЕЙ ЮРЬЕВИЧ

Кандидат технических наук, аналитик отделов настройки и внедрения корпоративных информационных систем

Научные интересы: бесщеточные системы возбуждения синхронных машин, системы автоматизированного проектирования электрических машин, корпоративные информационные системы, описание бизнес-процессов, управление производством, управление проектами.



ПЛАСТУН АНАТОЛИЙ ТРОФИМОВИЧ

Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Электрические машины» УрФУ.

Основатель научной школы по нетрадиционным методам формирования полей возбуждения электрических машин и синтеза структур эмерджентного и аддитивного подмножества структурных строений бесщеточных нетрадиционно совмещенных возбудительных устройств синхронных машин типа КАСВ, ГОС, БиГОС, СМБВ. Является одним из разработчиков отрезка серии бесщеточных возбудителей синхронных генераторов, которые были изготовлены на заводе УЭТМ (г. Екатеринбург) и поставлены заказчикам на гидроэлектростанции в России, Франции, Швеции, Италии, Колумбии, Казахстана.